

PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ÇİFT MODLU MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Ali Kürşad GÖRÜR

Anabilim Dalı : Elektromanyetik Alanlar ve
Mikrodalga Tekniği ABD.

Programı : Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Ceyhun KARPUZ

HAZİRAN 2011

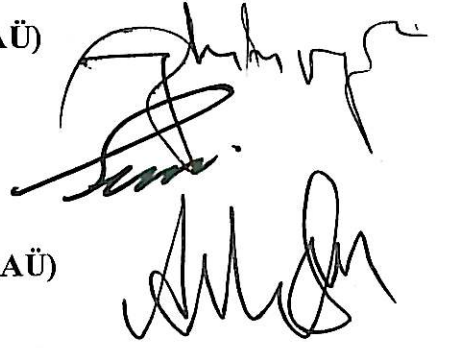
YÜKSEK LİSANS TEZ ONAY FORMU

Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü 091181013 nolu öğrencisi Ali Kürşad GÖRÜR tarafından hazırlanan “**ÇİFT MODLU MİKROŞERİT BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI**” başlıklı tez tarafımızdan okunmuş, kapsamı ve niteliği açısından bir Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ceyhun KARPUZ (PAÜ)
(Jüri Başkanı)

Jüri Üyesi : Doç. Dr. Sezai TOKAT (PAÜ)

Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Ahmet ÖZEK (PAÜ)



Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
13/7/2011... tarih ve 20/6..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.


Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü
Prof. Dr. NURİ KOLSUZ

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

İmza

: 

Öđrenci Adı Soyadı : Ali Kürşad GÖRÜR

ÖNSÖZ

Filtreler, RF/mikrodalga uygulama alanlarının hızla gelişmesine bağlı olarak önemini gün geçtikçe artırmaktadır. Mobil haberleşme sistemleri için gerekli olan küçük boyut, hafiflik ve bunun yanında frekans cevabında arzu edilen yüksek seçicilik, düşük kayıp, yüksek kalite faktörü gibi özellikler mikroşerit filtre tasarımındaki önemli unsurlardır.

Bu çalışmada, çift modlu mikroşerit rezonatörün fiziksel parametrelerindeki değişiminin frekans cevabına etkileri ve bu rezonatörler kullanılarak tasarlanan minyatür çift modlu bant geçiren filtre yapısının teorik modeli incelenmiştir. Çift-tek mod empedans analizi yapılarak filtrenin teorik modeli ortaya koyulmuştur. Bu teorik modelin uygulama kolaylığı ve pratikliği açısından gelecek çalışmalara da ışık tutacağı beklenmektedir. Çünkü, önerilen rezonatör topolojisi, dejenere mod uyarımının kare halka rezonatörün ekstra bir pertürbasyon elemanına gerek olmadan, bazı yapısal değişiklikler ile sağlandığını göstermiş ve böylece merkez frekansı hiçbir durumda değişmeyen filtreler tasarlanmıştır. Bunun yanında, bir başka teorik model de frekans cevabına ait kuplaj matrisinin sentezlenmesiyle ortaya koyulmuştur. Son olarak, iki rezonatörün iç içe yerleştirilmesiyle, 14.2x14.2 mm² gibi oldukça küçük bir alana yerleştirilen çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtre tasarlanmıştır. Ayrıca, tasarlanan filtreler imal edilerek simülasyon ve ölçüm sonuçlarının birbirini desteklediği gözlenmiştir.

Bu çalışmanın gerçekleşmesine katkıda bulunan danışman hocam olan Doç. Dr. Ceyhun Karpuz ve ailesine, tüm aile bireylerime ve arkadaşlarıma sabır ve desteklerinden ötürü ayrı ayrı teşekkür ederim.

Haziran 2011

Ali Kürşad GÖRÜR
(Araştırma Görevlisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	3
1.2 Literatür Özeti	3
2. ÇİFT MODLU BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ANALİZİ	13
2.1 Çift Modlu Rezonatör Yapısı	13
2.2 Çift Modlu Bant Geçiren Filtre Tasarımı	15
2.2.1 Eliptik karakteristikli çift modlu filtre tasarımı.....	15
2.2.2 Lineer fazlı çift modlu filtre tasarımı	16
2.2.3 Yan hatların dışarıdan bağlandığı rezonatör çeşidi	17
2.3 Çift-Tek Mod Empedans Analizi	18
2.3.1 Düz iletim hattında çift-tek mod analizi.....	18
2.3.2 Pertürbasyon elemanı bulunan kare halka rezonatörde çift-tek mod analizi	20
2.3.3 Önerilen rezonatör topolojisinde çift-tek mod empedans analizi.....	23
3. ÇİFT BANTLI FİLTRELER İÇİN KUPLAJ MATRİSİ SENTEZİ	29
3.1 Rasyonel Fonksiyon Seçimi	29
3.2 Hurwitz Faktörizasyonu	34
3.3 Saçılma Parametreleri Polinomları ve Kuplaj Matrisi Oluşturulması.....	37
3.4 Kuplaj Matrisinden Frekans Cevabı Elde Etme	43
4. ÇİFT MODLU ÇİFT BANTLI BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI	46
4.1 Tasarım Prosedürü.....	47
4.1.1 Eliptik-eliptik fazlarında geçme bantlarına sahip filtre	48
4.1.2 Lineer-lineer fazlarında frekans cevabına sahip filtre	52
4.2 Önerilen Filtrelerde Kuplaj Katsayısı ve İletim Sıfırlarının İncelenmesi	55
4.3 Çift Modlu Çift Bantlı Mikroserit Bant Geçiren Filtrelerde Çift-Tek Mod Empedans Analizi	58
5. DENEYSEL SONUÇLAR.....	59
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	65
KAYNAKLAR	67

TABLO LİSTESİ

Tablolar

3.1 : Denk.3.6 yardımıyla oluşturulan saçılma parametrelerine ait iletim ve yansıma sıfırları (Alçak geçiren prototip için)	30
3.2 : Lineer fazlı filtreye ait saçılma parametrelerinin iletim ve yansıma sıfırları (Alçak geçiren prototip için)	31
3.3 : Denk. 3.9'dan elde edilen sonuçlar.....	32
3.4 : Filtreleme Fonksiyonlarına ait Rezidüer, Özdeğerler ve Özvektörler.....	37
3.5 : Dönüşüm Formülleri.....	39
5.1 : Çift modlu tek bantlı bant geçiren filtreye ait yan hat boyutları.	57
5.2 : Çift modlu çift bantlı bant geçiren filtreye ait yan hat boyutları.	58
5.3 : Çift bantlı filtreye ait nümerik ölçüm sonuçları (1. Bant)	58
5.4 : Çift bantlı filtreye ait nümerik ölçüm sonuçları (2. Bant)	58

ŞEKİL LİSTESİ

Şekiller

Şekil 1.1 : Referans elemanlı çift modlu mikroşerit kare halka rezonatörler (a) Kare yama elemanlı çift modlu rezonatör (b) Köşeden kesilmiş pertürbasyon elemanlı çift modlu rezonatör	5
Şekil 1.2 : Ok işaretleri ile oluşturulmuş halka rezonatörlü filter yapısı	5
Şekil 1.3 : (a) Çift modlu açık halka rezonatör konfigürasyonu (b) Çift modlu mikroşerit açık halka rezonatörün mod rezonant karakteristiğinin “g” uzunluğuna bağlı değişimi	5
Şekil 1.4 : (a) Çift modlu filtre yapısı (b) kuplajlama ve yönlendirme şeması.....	6
Şekil 1.5 : (a) Uyarlanmış halka rezonatör (b) Bir çift dejenere modlu rezonatör.....	7
Şekil 1.6 : Çift bantlı filtre konfigürasyonu	7
Şekil 1.7 : Çift modlu çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtre.....	9
Şekil 1.8 : Halka rezonatörlü çift modlu bant geçiren filtre.....	9
Şekil 1.9 : (a) Önerilen rezonatör yapısı. Eşdeğer devre modelleri, (b) Çift mod (c) Tek mod	10
Şekil 1.10 : Açık halka rezonatörler için kuplaj yapıları (a) Elektrik kuplaj (b) Manyetik kuplaj (c) Karışık kuplaj	11
Şekil 1.11 : Açık devre sonlandırmalı iletim hatları ile minyatürizasyonu sağlanmış bant geçiren filtre	12
Şekil 2.1 : Önerilen yeni pertürbasyon düzenlemesine sahip rezonatör yapısı.....	13
Şekil 2.2 : Çift modlu mikroşerit bant geçiren filtre yapısı.....	14
Şekil 2.3 : Eliptik fazlı filtrenin frekans cevabı	15
Şekil 2.4 : Lineer Fazlı Filtrenin Frekans Cevabı	16
Şekil 2.5 : Yan hatların dış taraftan bağlandığı rezonatör çeşidi	17
Şekil 2.6 : Düz bir mikroşerit iletim hattı	18
Şekil 2.7 : Düz bir iletim hattına ait çift ve tek mod eşdeğer yarı devre modelleri ...	19
Şekil 2.8 : Şekil 2.6’da verilen düz iletim hattına ait çift-tek mod analiz sonucu	20
Şekil 2.9 : Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatör.....	21
Şekil 2.10 : Pertürbasyon elemanı bulunan kare halkaya ait eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift Mod b) Tek Mod	21
Şekil 2.11 : Şekil 9’da verilen rezonatörün teorik frekans cevabı	23
Şekil 2.12 : Şekil 2.1’e ait eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod b) Tek mod	24
Şekil 2.13 : Yan hatların içten bağlandığı çift modlu filtrelerin çift-tek mod empedans analizinden elde edilen teorik frekans cevapları a) eliptik fazlı filtre b) lineer fazlı filtre	26
Şekil 2.14 : Yan hatların dıştan bağlandığı çift modlu filtrelerin çift-tek mod empedans analizinden elde edilen teorik frekans cevapları a) eliptik fazlı filtre b) lineer fazlı filtre	28
Şekil 3.1 : Örnek bir Butterworth filtre cevabı	30
Şekil 3.2 : Filtre sentezi için alçak geçiren prototip(Hong ve Lancaster, 2000).....	31
Şekil 3.3 : Dördüncü dereceden Chebyshev filtre.....	31
Şekil 3.4 : Denk.3.7’deki rasyonel fonksiyon ile oluşturulan eliptik fazlı filtre.....	33
Şekil 3.5 : Denk.3.7’deki rasyonel fonksiyon ile oluşturulan lineer fazlı filtre.....	34

Şekil 3.6 : Hurwitz Faktörizasyonu Sonucu Elde Edilen Saçılma Parametrelerinin Rasyonel Fonksiyon ile elde edilen sonuçlarla Karşılaştırılması.....	37
Şekil 3.7 : Çift Modlu Çift Bantlı Bant Geçiren Filtre İçin a) Eşdeğer Devre Modeli b) Kuplaj Şeması	40
Şekil 3.8 : Orjinal Kuplaj Matrisi.....	41
Şekil 3.9 : Dönüşümler sonucu elde edilen kuplaj matrisleri a) 1. dönüşüm b) 2. dönüşüm (nihai kuplaj matrisi)	43
Şekil 3.10 : Kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametreleri.....	44
Şekil 3.11 : Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (S11, S21: Rasyonel Fonksiyon; Sm11, Sm21: Kuplaj Matrisi).....	44
Şekil 3.12 : Şekil 3.5’de verilen lineer fazlı filtreye ait kuplaj matrisi	45
Şekil 3.13 : Lineer fazlı çift bantlı filtre için saçılma parametreleri a) Kuplaj matrisinden elde edilen b) Rasyonel fonksiyonla karşılaştırma.....	45
Şekil 4.1 : Tasarlanan çift modlu çift bantlı bant geçiren mikroşerit filtre yapısı	46
Şekil 4.2 : Mod frekanslarının ve iletim sıfırlarının pertürbasyon aralıklarının pozisyonlarına göre değişimi a) 1. Geçme bandı b) 2. Geçme bandı	48
Şekil 4.3 : Eliptik fazlı geçme bantlarının mod frekanslarına ait yük dağılımları	49
Şekil 4.4 : Tasarlanan eliptik fazlı geçme bantlarına sahip filtreye ait kuplaj matrisi.....	50
Şekil 4.5 : Şekil 4.4’ ait saçılma parametreleri	51
Şekil 4.6 : Simülasyon ve teorik frekans cevapları ($p_1=-0.5$ mm, $p_2=-1.1$ mm).....	51
Şekil 4.7 : Mod frekanslarının ve iletim sıfırlarının pertürbasyon aralıklarının pozisyonlarına göre değişimi	52
Şekil 4.8 : Lineer fazlı geçme bantlarının mod frekanslarına ait yük dağılımları.....	53
Şekil 4.9 : Tasarlanan lineer fazlı geçme bantlarına sahip filtrenin kuplaj matrisi....	54
Şekil 4.10 : Şekil 4.9’un bant dönüşümleri sonucu elde edilen saçılma parametreleri	54
Şekil 4.11 : Simülasyon ve teorik frekans cevapları ($p_1=0.4$ mm, $p_2=0.9$ mm).....	55
Şekil 4.12 : İletim katsayısının çeşitli pertürbasyon pozisyonlarına göre değişimi ...	56
Şekil 4.13 : Kuplaj katsayısı ve mod frekanslarının pertürbasyon pozisyonuna göre değişimi (a) 1. geçme bandı için (b) 2. geçme bandı için	57
Şekil 4.14 : Çift-tek mod empedans analizi ile elde edilmiş çift modlu çift bantlı frekans cevabı.....	58
Şekil 5.1 : Tek bantlı filtreler için simülasyon ve ölçüm sonuçları	61
Şekil 5.2 : Çift bantlı filtreler için simülasyon ve ölçüm sonuçları	62
Şekil 5.3 : İmal edilen tek bantlı ve çift bantlı filtreler	63
Şekil 5.4 : Network Analyzer ile yapılan ölçümler ve örnek bir ölçüm sonucu	64

SEMBOL LİSTESİ

Z_0	Karakteristik empedans
Z_{in}	Giriş empedansı
Z_{even}	Çift mod empedansı (Even-mode impedance)
Z_{odd}	Tek mod empedansı (Odd-mode impedance)
Θ	Elektriksel uzunluk
λ	Dalga boyu
f	Frekans
w	Açısal frekans
c	Işık hızı
f_r	Rezonans frekansı
C_s	Kuplaj kapasitansı
C_p	Pertürbasyon kapasitansı
S_{11}	Yansıma katsayısı (Geri dönüş kaybı-return loss)
S_{21}	İletim katsayısı (Araya girme kaybı-insertion loss)
ϵ_r	Dielektrik sabiti
ϵ	Dalgacık faktörü (Ripple factor)
$F_n(\Omega)$	Rasyonel fonksiyon
M_{ij}	Kuplaj matrisi
k	Kuplaj katsayısı
FBW	Kesirsel bant genişliği (Fractional Bandwidth)

ÖZET

Bu çalışmada, çift modlu mikroşerit rezonatörün fiziksel parametrelerindeki değişiminin frekans cevabına etkileri ve bu rezonatörler kullanılarak tasarlanan minyatür çift modlu bant geçiren filtre yapısının teorik modeli üzerinde durulmaktadır. Tasarlanan yapı, kare halka rezonatörün köşelerine bağlanan açık devre sonlandırılmalı iletim hatları (yan hatlar) sayesinde minyatür bir yapı özelliğine sahip olup, bu iletim hatları arasındaki boşlukların kaydırılmasıyla pertürbasyon etkisi oluşturulmasına imkan sağlanmaktadır. Bu nedenle, ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmasına gerek kalmadan, dejenere modların uyarımı bu pertürbasyon aralığı sayesinde sağlanmakta ve böylece, sabit merkez frekansında geçme bandı elde edilebilmektedir. Ayrıca, pertürbasyon aralığının pozisyonu frekans cevabının eliptik veya lineer fazlı olarak ayarlanabilmesine de izin vermektedir. Daha sonra, filtreye ait çift-tek mod empedans formülleri türetilerek frekans cevabı teorik olarak da elde edilmektedir. Rezonatördeki mod uyarımı, frekans cevabının eliptik veya lineer fazlı olması teorik modelde ayrı ayrı incelenmektedir. Bu çalışmada ortaya koyulan bir diğer teorik model de çift bantlı filtreler için kuplaj matrisi sentez yöntemidir. Son olarak, yan hatların içten ve dıştan bağlanma durumları göz önünde bulundurularak rezonatörlerin iç içe yerleştirilmesi suretiyle çift modlu çift bantlı bant geçiren filtre tasarımı gerçekleştirilmektedir. Tasarlanan çift bantlı filtrenin teorik modeli, kuplaj matrisi sentezlenerek sunulmaktadır. Dört adet çift modlu tek bantlı ve dört adet de çift modlu çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtre imal edilmiştir. Tüm filtrelerin simülasyon, teorik ve ölçüm sonuçları ortaya koyulmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Açık devre sonlandırılmalı iletim hattı, pertürbasyon pozisyonu, çift-tek mod empedans analizi, çift mod, kuplaj matrisi, çift bantlı filtre.

SUMMARY

In this work, we focused on the effects of some physical parameters of dual-mode microstrip resonator to the frequency response and theoretical model of a miniature dual-mode bandpass filter structure designed by using these resonators. Designed resonator has a miniature configuration by means of open-circuited stubs placed at the corner points of the square loop resonator and movement of the gaps between the open ends of the stubs allows for creating perturbation effect. So, without using an extra perturbation element, excitation of degenerated modes is achieved by means of these perturbation gaps and a passband with fixed center frequency and bandwidth can be obtained. Besides, location of perturbation gaps allows for tuning the frequency response as elliptical or linear phase. Then, by deriving even-odd mode impedance formulas of the filter, frequency response has also been obtained with a theoretical analysis. Mode excitation and frequency responses with elliptical and linear phases have been investigated separately in theoretical model. Another theoretical model presented in this study is coupling matrix synthesis method for dual-band bandpass filters. Finally, by considering the situations of open-circuited stubs as connected from inside or outside corners of dual-mode resonators, placing the resonators one within the other, dual-mode dual-band bandpass filter design is implemented. Theoretical model of the designed dual-band filter is presented by synthesizing the coupling matrix. Four dual-mode single-band and four dual-mode dual-band microstrip bandpass filters are fabricated. Simulation, theoretical and measured results of all filters are presented in a good agreement.

Keywords: Open-circuited stubs, perturbation position, even-odd mode impedance analysis, dual-mode, coupling matrix, dual-band filter.

1. GİRİŞ

Mikrodalga terimi frekans aralığı 300 MHz ve 300 GHz arasında değişen alternatif akım sinyalleri anlamına gelmektedir. Bu frekans aralığına karşılık gelen dalga boyu, $\lambda=c/f$ denkleminde yola çıkılarak sırasıyla 1mm ve 1m arasında değişir. Yüksek frekans ve küçük dalga boyuna sahip olmaları nedeniyle, mikrodalga devre problemlerini çözmek için standart devre teorisi doğrudan kullanılamamaktadır. Bir başka deyişle, mikrodalga frekanslarında devre teorisine ait toplu devre elemanı yaklaşımları geçerli değildir. Öyle ki, mikrodalga devre elemanları, fiziksel boyutuna bağlı olarak gerilim ve akımın fazının önemli derecede değişimine imkan verirler. Bundan dolayı, standart devre teorisi, temeli Maxwell denklemlerine dayanan elektromanyetik alan teorisi için bir yaklaşım veya özel bir çözümleme sahasıdır.

Alan analizi ile devre teorisi arasındaki köprü görevini iletim hattı teorisi (transmission line theory) sağlar. İletim hattı teorisi ile devre teorisi arasındaki en önemli fark ise elektriksel boyuttur. Çünkü, devre analizi öngörüsüne göre, bir devrenin fiziksel boyutu elektriksel dalga boyundan küçükken, iletim hatları bir veya birkaç dalgaboyunun boyut olarak önemli derecede fraktal olabilir (Pozar, 1990).

Mikrodalga devre elemanları arasında filtrelerin önemi her geçen gün biraz daha artmaktadır. RF/mikrodalga uygulamalarında, farklı frekansları birleştirmek veya ayırmak amacıyla kullanılan mikrodalga filtrelere oldukça ihtiyaç duyulmaktadır. RF/mikrodalga filtreler, toplu veya dağılmış devre elemanları kullanılarak tasarlanabilir. Bilindiği gibi, toplu devre elemanları alçak frekans devrelerindeki bütün empedans elemanlarını, dağılmış devre elemanları ise yüksek frekanslardaki empedans elemanlarını tasvir etmektedir. Dağılmış devre elemanları iletkenlerin her noktasına dağılmış durumda buldukları için, her yerde aynı etkiyi gösterirler.

Dağılmış devre elemanları ile tasarlanabilen filtrelere örnek olarak, çeşitli iletim yapıları, koaksiyel hatlar, dalga kılavuzları ve mikroşerit iletim hatları kullanılarak tasarlanmış filtreler gösterilebilir. Bunlardan mikroşerit devre elemanları, hafiflik, küçük boyut ve maliyetli olması açısından mikrodalga filtre tasarımında önemli bir yere sahiptir. Yavaş dalga filtreler, açık halka veya basamak empedans rezonatörlü

filtreler, çok katmanlı filtreler mikroşerit devre elemanlarıyla üretilen filtrelere örnek gösterilebilir. Ayrıca, mikrodalga filtre tasarımında rezonatörün konfigürasyonu da minyatürizasyon açısından oldukça önemlidir. Literatürde, filtre minyatürizasyonunu sağlamak için kullanılan çeşitli yöntemler mevcuttur. Kare halka rezonatör, yan hat, kıvrımlı rezonatör kullanımı gibi yöntemler minyatürizasyon için çoğunlukla kullanılan yöntemlerdir.

Bunların yanında, rezonatörde bir pertürbasyon etkisi yaratılarak oluşturulan çift modlu mikroşerit bant geçiren filtreler yüksek kalite faktörü, keskin geçme bandına sahip olmaları nedeniyle literatürde önemli bir yere sahiptir. Mikrodalga filtreleri teorik olarak analiz ederken, iletim hattı teorisi ve devre teorisi yoğunlukla kullanılmaktadır. Literatürdeki çalışmalarda, bir mikrodalga filtrenin frekans cevabını elde etmek için, kuplaj matrisi sentezi, rasyonel fonksiyonlar, çift-tek mod empedans analizi gibi birçok farklı teorik analiz yöntemi kullanılmıştır. Rasyonel fonksiyona göre analiz yaparken, filtrenin frekans cevabının eliptik, lineer veya chebyshev karakteristiklerinden arzu edilen seçilir ve buna göre gereken rasyonel fonksiyon yardımıyla frekans cevabı teorik olarak ortaya koyulabilir. Kuplaj matrisi çıkarılırken, devrenin kuplaj şeması çıkarılır, araya girme kaybı (veya geri dönüş kaybı) ve iletim sıfırları frekansları belirlenerek kuplaj matrisi çıkarılır. Çift-tek mod empedans analizinde ise filtrenin eşdeğer devre modeli belirlendikten sonra giriş göre çift ve tek mod empedans formülleri, Denk. 1.1a ve Denk.1.1b’de verilen giriş empedans ve admittans formülleri yardımıyla bulunur (Hong ve Lancaster, 2001) ve elde edilen çift-tek mod empedans formüllerinden filtreye ait frekans cevabı elde edilir. Eşdeğer devre modeli belirlenirken, mikrodalga frekanslarında küçük parçaların indüktif, iki iletim hattı arasındaki boşluğun ise kapasitif özellikli olması gibi bazı teorilerden faydalanılır.

Bu tez çalışmasında tasarlanan filtrenin eşdeğer devre modeli belirlenmiş, ardından çift-tek mod empedans formülleri türetilmiş ve böylece frekans cevabı elde edilmiştir. Ayrıca, önerilen çift bantlı filtrenin kuplaj matrisi de sentezlenmiştir.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \Theta}{Z_0 + jZ_L \tan \Theta} \quad (1.1a)$$

$$Y_{in} = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 \tan \Theta}{Y_0 + jY_L \tan \Theta} \quad (1.1b)$$

Denk. 1.1a ve 1.1b'deki Z_L ve Y_L terimleri sırasıyla yük empedansını ve yük admittansını temsil etmektedir. Θ ise iletim hattının elektriksel uzunluğudur.

1.1 Tezin Amacı

Tasarlanan minyatür kare halka rezonatör yardımıyla hiçbir ek pertürbasyon elemanı kullanılmadan, rezonatörün bazı parametrelerinin boyutlarını değiştirmek suretiyle bir pertürbasyon etkisi yaratılarak, çift modlu rezonatör ve çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtre tasarımı amaçlanmaktadır. Filtrenin teorik analizinin çift-tek mod empedans formülleri ile yapılması ve bu sayede ileride yapılması muhtemel filtre tasarımlarına örnek bir teorik model oluşturması istenmektedir. Bunun yanında tasarlanan rezonatör yapısının iç içe yerleştirilmesi sayesinde yeni bir çift bantlı filtre tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen filtreler imal edilmiş ve Vector Network Analyzer ile ölçümleri yapılmıştır. Ölçümlerin simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

1.2 Literatür Özeti

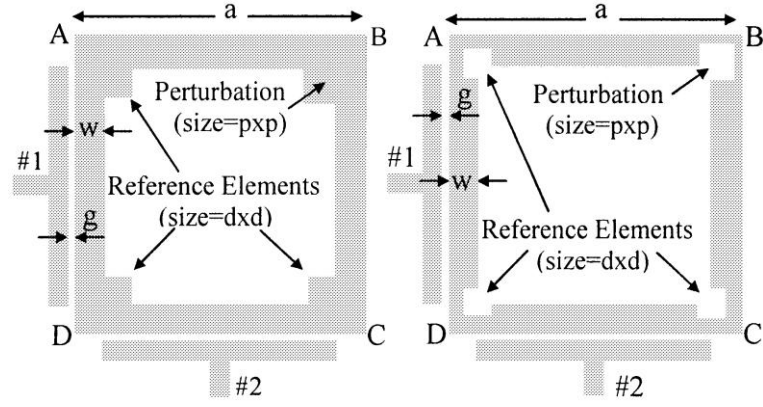
Modern mobil ve kablosuz haberleşme sistemlerinde, keskin geçiş bandı, yüksek kalite faktörü, düşük araya girme kaybı gibi özelliklere sahip kompakt yapıdaki bant geçiren filtreler sıklıkla kullanılmaktadır. Bunun için, yüksek performansa ve yüksek seçiciliğe sahip çift modlu ve çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtreler önemli bir yere sahiptir. Mikrodalga literatüründe önemli bir yere sahip olan çift modlu rezonatörlerin ilk kez ortaya çıkışı, 1972'de Wolff tarafından yapılan çalışmaya dayanmaktadır. Bu çalışmada, tek bir rezonatör kullanılarak, iki dejenere modun uyarılmasıyla iki farklı rezonans frekansı elde edilmiştir. Bunun yanı sıra, 1991 yılında Curtis ve Fiedziuszko kare halka rezonatörlerde çift mod uyarımı üzerine bir çalışma yapmıştır. Tek rezonatör kullanılarak çift modlu filtre tasarımı bu çalışmaların dışında da yoğun olarak incelenmiştir (Guglielmi ve Gatti, 1990), (Gorur, 2004), (Tan ve diğ., 2005), (Gorur, 2002), (Huang ve diğ., 2006), (Baik ve diğ., 2009), (Awida ve diğ., 2005), (Karacaoglu ve diğ., 1993), (Hong ve Lancaster, 1995a, 1995b).

Literatürdeki mikrodalga filtre tasarımları yapılırken çeşitli yöntemler ve rezonatör tipleri yardımıyla geçme bandı oluşturulmaktadır. Mikroşerit hatlar ile oluşturulan basamak-empedans tipi rezonatörler (Stepped-impedance resonator, SIR), kare-halka

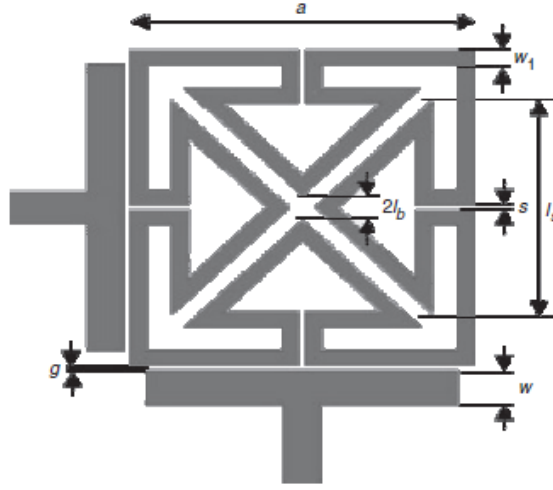
rezonatörler, eşdüzlemsel dalga kılavuzları (CPW) ve spiral rezonatörler bu yöntemlere birkaç örnek olarak gösterilebilir. Bunun yanı sıra, üretim esnasında kullanılan malzemenin de frekans cevabına etki edeceği unutulmamalıdır. Literatürdeki önerilen filtre yapılarında, kuplajlama çeşitlerinin, giriş ve çıkış arasındaki dalga boyu mesafesinin ve pertürbasyon elemanlarının frekans cevaplarına etkileri de birçok çalışmada incelenmiştir.

Bugüne kadar yapılan çalışmalarda, tasarlanan filtrelere çift mod özelliğinin genellikle filtrede bir pertürbasyon elemanının kullanılmasıyla gerçekleştirildiği görülmektedir. Öyle ki, Gorur tarafından yapılan çalışmada (Gorur, 2004) değişik pertürbasyon elemanlarının frekans cevabına ne tür etkilerde bulunduğu açıkça belirtilmiştir. Pertürbasyon elemanının kare halkanın iç tarafına veya dış tarafına simetrik filtre yapısını bozmayacak şekilde çeşitli yöntemlerle yerleştirilmesinin mod frekansları üzerindeki etkisi ve bunun yanında iletim sıfırlarına olan etkisi incelenmiştir. Burada, yama şeklindeki bir pertürbasyon elemanının, dejenere modlar arasında bir kapasitif (elektriksel) kuplaj oluşturacağı, yarık şeklindeki bir pertürbasyon elemanının ise bir indüktif (manyetik) kuplaj oluşturacağı söylenmiştir. Bunun yanında, yama şeklindeki bir pertürbasyon elemanı kullanıldığında, iletim sıfırlarının reel frekanslarda oluşacağı, yarık şeklindeki bir pertürbasyon elemanının ise iletim sıfırlarını imajiner frekanslara (kompleks frekans düzleminin reel eksenine) taşıyacağına değinilmiştir. Kare halka rezonatörde oluşturulacak bir yarık pertürbasyonun lineer fazlı, kare yama şeklindeki bir pertürbasyon elemanının ise eliptik fazlı frekans cevabı vereceği belirtilmiştir. Ayrıca, kare halka rezonatörün dört köşesine yerleştirilen pertürbasyon elemanlarının boyutlarına göre mod ayrışımı gözlenmiş ve hangi köşenin frekans cevabına nasıl etki edeceği ayrı ayrı incelenmiştir. Bu çalışmada incelenen bazı yapılar Şekil 1’de verilmiştir.

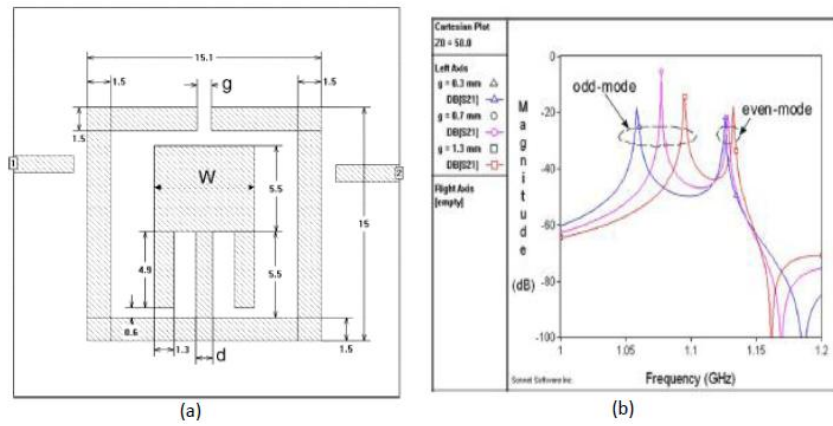
Şekil 1.2’de gösterilen yapıda yine aynı düşünceden yola çıkılarak çift modlu mikroşerit filtre yapısı çalışılmıştır (Awida ve diğ., 2005). Şekil 1.2’den de görüldüğü gibi yapının iç köşelerine diagonal bir şekilde kare yama eklenerek mod uyarımı gerçekleştirilmiştir.



Şekil 1.1 : Referans elemanlı çift modlu mikroşerit kare halka rezonatörler (a) Kare yama elemanlı çift modlu rezonatör (b) Köşeden kesilmiş pertürbasyon elemanlı çift modlu rezonatör

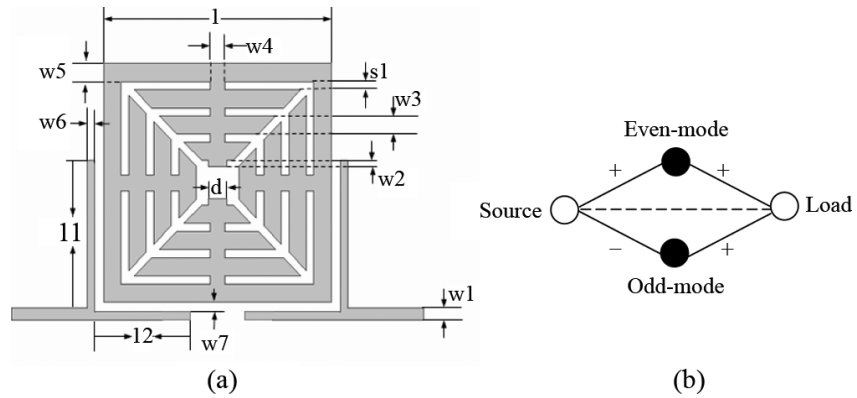


Şekil 1.2 : Ok işaretleri ile oluşturulmuş halka rezonatörlü filter yapısı



Şekil 1.3 : (a) Çift modlu açık halka rezonatör konfigürasyonu (b) Çift modlu mikroşerit açık halka rezonatörün mod rezonant karakteristiğinin “g” uzunluğuna bağlı değişimi

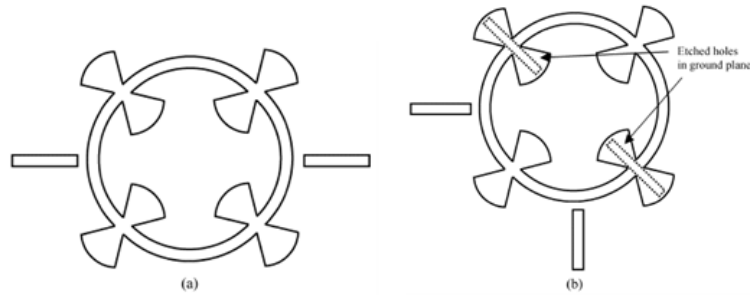
Şekil 1.3 (a)'da bir başka çift modlu bant geçiren filtre konfigürasyonu verilmiştir (Hong ve diğ., 2007). Şekil 1.3 (a)'da verilen çift modlu açık halka rezonatör çeşidi kullanılarak oluşturulmuş bant geçiren filtre, W uzunluğundaki varyasyonlar sayesinde, iletim sıfırının geçme bandının sağında veya solunda oluşmasına imkan vermektedir. W uzunluğu 9.1 mm olduğunda iletim sıfırı geçme bandının sağında iken, 9.5 mm olduğunda geçme bandının solunda olduğu gözlenmiştir. İletim sıfırının geçme bandının sağında ve solunda olmasına bağlı olarak zıt asimetrik cevaplar elde edilmiştir. Bunun yanında W uzunluğu 9.31 mm iken iletim sıfırı imajiner frekanslarda (Kompleks frekans düzleminin reel eksenini) oluşmuştur. Aynı zamanda iki adet çift mod karakteristiğine sahip açık halka rezonatörün yan yana kullanılması sayesinde dördüncü dereceden bant geçiren filtre tasarımı da gerçekleştirilmiştir. Ayrıca açık halka rezonatörün açık uçları arasındaki g uzunluğunun değişmesi tek-mod rezonans frekanslarının değişimine olanak sağlamaktadır. Şekil 1.3 (b)'de görüldüğü gibi g uzunluğunun artması tek mod rezonans frekansının artmasını sağlamıştır. Çift mod rezonans frekansına ise tek moda göre daha az etki etmiştir.



Şekil 1.4 : (a) Çift modlu filtre yapısı (b) kuplajlama ve yönlendirme şeması

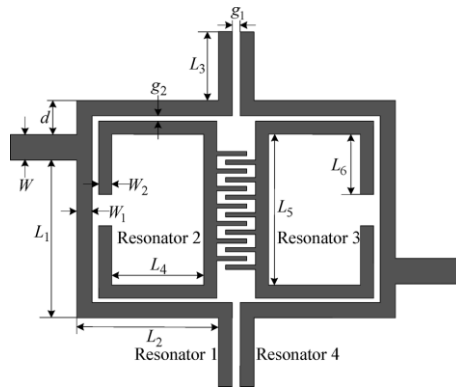
Çift modlu minyatür bir filtre konfigürasyonu da Şekil 1.4 (a)'da verilmiştir (Wang ve diğ., 2010). Kuplajlama ve yönlendirme şemasının da Şekil 1.4 (b)'de verildiği filtre, iki iletim sıfırının oluşturulmasına kaynak ve yük portları arasındaki kuplaj sayesinde olanak sağlamıştır. Pertürbasyon elemanının farklı pozisyonlarda olduğu iki farklı filtre imal edilmiş olup, bu filtrelerin birisi lineer fazda bir frekans cevabına sahipken diğeri eliptik bir frekans cevabına sahiptir. Ayrıca, pertürbasyon elemanı boyutunun (w_2) artışıyla tek-mod rezonans frekansının düştüğüne dikkat çekilmiştir. Bunun yanında, çift mod rezonans frekansında çok az bir artış meydana gelmiştir.

Bunlardan farklı olarak, kelebek şeklinde bir pertürbasyon elemanının kullanıldığı bir başka çalışmada, Şekil 1.5'de görüldüğü gibi yeni bir çift modlu bant geçiren filtre yapısı tasarlanmıştır (Tan ve diğ., 2005). Bu filtre yapısında, halka rezonatöre dört adet kelebek şeklindeki radyal uçlar ilave edilerek minyatürizasyon sağlanmıştır. Gösterilen yapıda giriş ve çıkış portları arasındaki açının değiştirilmesiyle iki adet dejenere mod elde edilmiştir. Bu makalede, halka rezonatörde ortogonal modlar oluşturmaya yarayan yerel toprak defekti(Local ground defect- LGD) çifti ilk kez gösterilmiştir.



Şekil 1.5 : (a) Uyarlanmış halka rezonatör (b) Bir çift dejenere modlu rezonatör

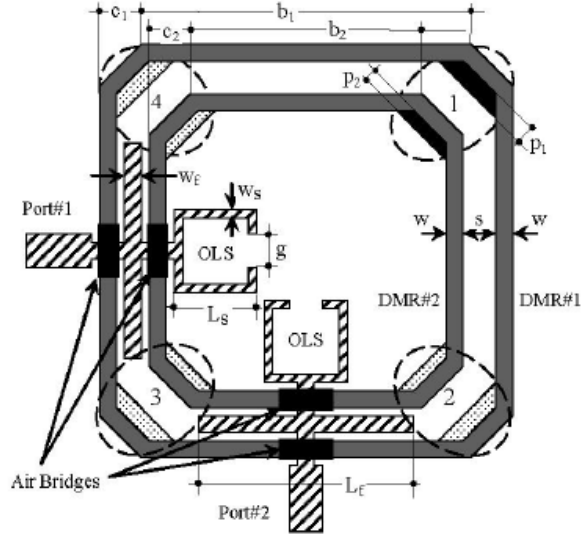
Üretilen yapının iki ayrı geçme bandına sahip olması mobil ve uydu haberleşme sistemlerinde önemli bir yere sahiptir. Bir çift geçme bandı elde edilirken, minyatürizasyon daha da önem kazanmaktadır. Mikrodalga literatüründeki çift bantlı filtreler tasarlanırken her bir geçme bandı bir rezonatörle temsil etmek istendiğinde filtrenin boyutları arttığı için minyatürizasyon daha da önem kazanmaktadır. Çift bantlı filtre tasarımlarında basamak-empedans tipi rezonatörlere de oldukça çok rastlanmaktadır (Kuo ve diğ., 2005), (Zhang ve Sun, 2006), (Wang ve diğ., 2006), (Chu ve Chen, 2008), (Huang ve diğ., 2006). Bunun yanında dalga kılavuzlarıyla tasarlanmış filtre örnekleri de mevcuttur (Mendoza ve diğ., 2008).



Şekil 1.6 : Çift bantlı filtre konfigürasyonu

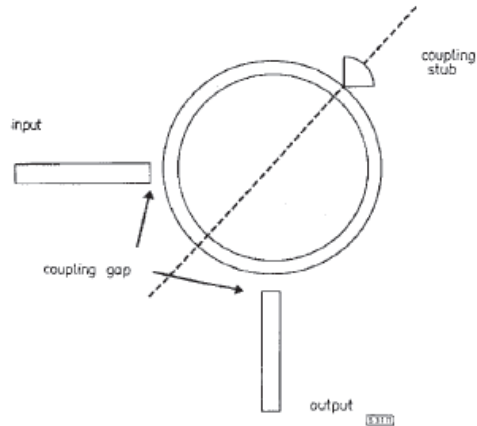
Düzlemsel çift bantlı bant geçiren bir filtre örneği Şekil 1.6'da verilmiştir (Zhang ve diğ., 2009). Bu çalışmada yeni bir besleme şeması ortaya koyulmuştur. İki ayrı geçme bandı oluşturmak için iki rezonatör kümesi kullanılmıştır. 1 ve 4 numaralı rezonatörler düşük frekanslarda bir geçme bandı oluştururken, 2 ve 3 numaralı rezonatörler ise yüksek frekanslarda bir geçme bandı oluşturmuştur. 1 ve 4 numaralı rezonatörler aynı zamanda diğer rezonatörlere besleme görevini de üstlenmektedir. Geçme bantlarının kenarlarında dört adet iletim sıfırı meydana getirilen çalışmada böylece yüksek seçicilik özelliği yakalanmıştır. 1 ve 4 numaralı rezonatörler arasındaki kalite faktörü(Q) ve kuplaj katsayısı(k), d, g_1 ve L_3 uzunlukları yardımıyla belirlenmiştir. 2 ve 3 numaralı rezonatörler arasındaki Q için g_2 , W_1 ve W_2 uzunlukları belirleyici iken, k için parmaklık yapıdaki kapasitansların sayısı ve boyutu belirleyici olmaktadır.

Çift bantlı filtreler içerisinde her iki geçme bandında çift mod karakteristiği taşıyan filtre örnekleri sayılıdır (Baik ve diğ., 2009), (Djoumessi ve Wu, 2009), (Luo ve Zhu, 2009). Bir başka minyatür çift modlu çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtre tasarımı Şekil-1.7'de görülmektedir (Gorur ve Karpuz, 2007). Açık sonlandırmalı halkaların besleme hattına eklenerek harmoniklerin bastırılması amaçlanmıştır. Çift modlu rezonatörler arasına bir çift besleme hattı yerleştirilmiş olup, hava köprüleri sayesinde rezonatörlerin kare halka oluşturması sağlanmıştır. Ayrıca, birinci geçme bandına ait pertürbasyon elemanı olan p_1 boyutu ile ikinci geçme bandına ait pertürbasyon elemanı olan p_2 boyutundaki artışın kuplaj katsayısında artışa sebep olduğu incelenmiştir. Diğer yandan, p_1 boyutundaki artışın, birinci geçme bandının sağ tarafındaki iletim sıfırını yüksek frekanslara, ikinci geçme bandının sol tarafındaki iletim sıfırını ise düşük frekanslara taşıdığı, p_2 boyutundaki artışın ise ikinci geçme bandının solundaki iletim sıfırını düşük frekanslara, sağındaki iletim sıfırını ise yüksek frekanslara taşıdığı gözlenmiştir.

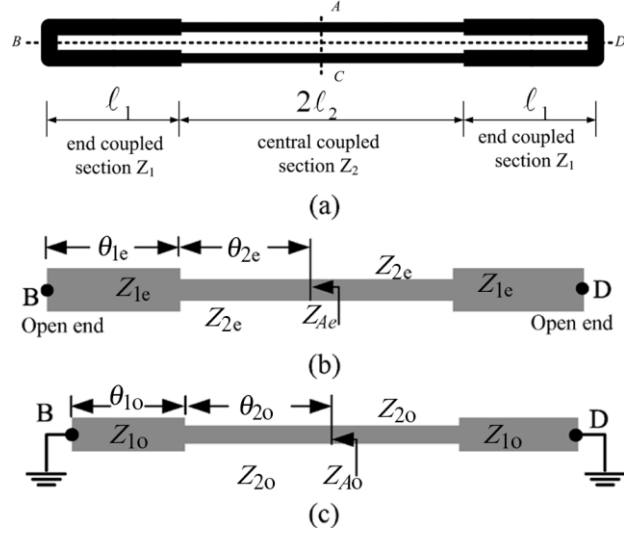


Şekil 1.7 : Çift modlu çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtre

Buraya kadar literatürdeki filtre tasarımlarından bahsedilmiştir. Mikrodalga filtrelerin teorik modelinin oluşturulmasındaki başlangıç adım, filtrenin eşdeğer devre modelini oluşturmaktır. Bu şekilde, devrenin empedans veya admitans matrisine, buradan da ABCD matrisine ve saçılma parametrelerine ulaşılabilir. Bir devrenin teorik analizinde ise çift-tek mod empedans analizi, çözümü kolaylaştırması adına literatürde önemli bir yere sahiptir. Cheng tarafından 1997’de ve 2010’da Yang ve arkadaşları tarafından yapılan çalışmalarda, Şekil 1.8’de gösterilen halka rezonatörün çift-tek mod empedans analizi gerçekleştirilmiştir. Filtrenin eşdeğer devre modeli belirlendikten sonra giriş empedans formülleri türetilmiştir. Buradan saçılma parametreleri elde edilerek ölçüm sonuçlarıyla karşılaştırılmıştır (Cheng, 1997). Filtrenin eşdeğer modeli belirlenirken, pertürbasyon elemanı ve kuplaj aralığı birer kapasitörle temsil edilmiştir.



Şekil 1.8 : Halka rezonatörlü çift modlu bant geçiren filtre

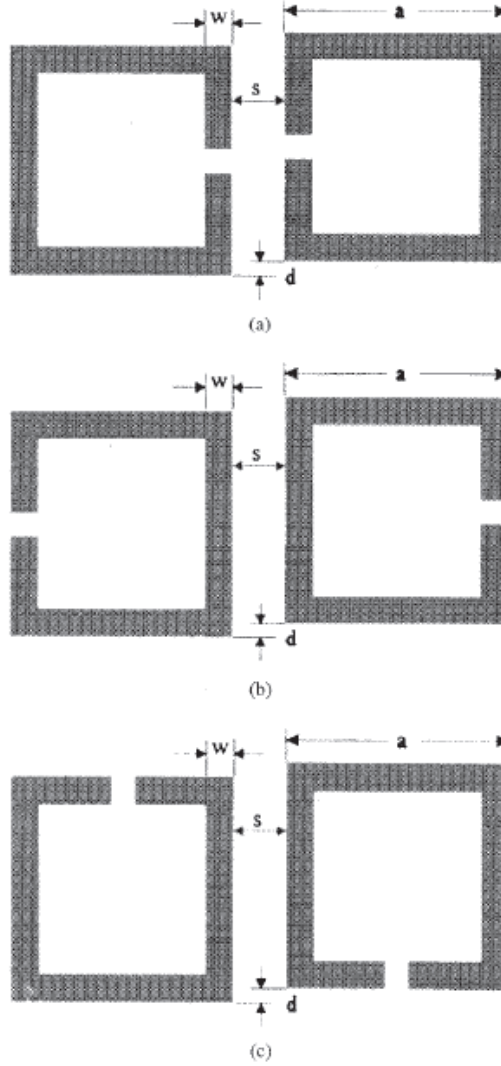


Şekil 1.9 : (a) Önerilen rezonatör yapısı. Eşdeğer devre modelleri, (b) Çift mod (c) Tek mod

Şekil 1.9 (a)'da gösterilen rezonatör yapısı için de çift-tek mod empedans analizi gerçekleştirilmiştir (Jeng ve diğ., 2006). Şekil 1.9 (b) ve (c) sırasıyla çift ve tek mod eşdeğer devre modellerini göstermektedir. Bu çalışmada, kapasitif ve indüktif pertürbasyon elemanları ile iletim sıfırlı ve iletim sıfırı olmayan frekans cevapları elde edilmiştir. Ayrıca, empedans oranları da analiz esnasında kontrol edilmiştir.

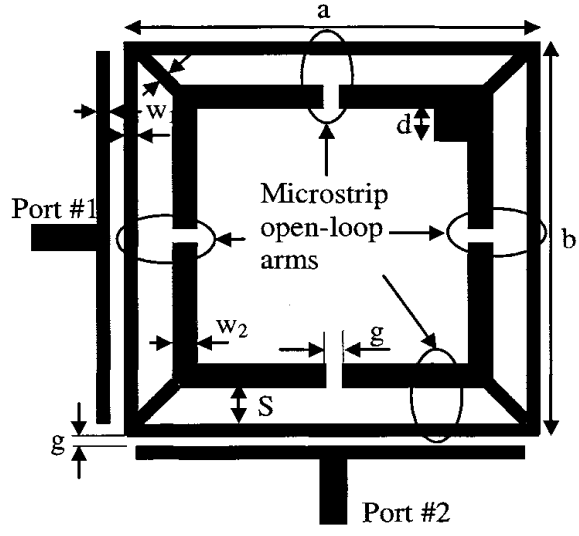
Bir filtreye ait frekans cevabını elde etmek için kuplaj matrisinden de faydalanılabilir. Kuplaj matrisi iki şekilde ortaya koyulabilir. Bunlardan biri eşdeğer devre modeline ait admittans matrisinden yola çıkılarak benzetim işlemiyle bulunması, diğeri ise Cameron'un 2003'te yaptığı gibi doğrudan sentezlenmesi şeklindedir. Kuplaj matrisi çıkarma yöntemlerinin incelendiği çalışmaların içinde önemli olan bazıları, (Atia ve Williams, 1972), (Levy, 1976), (Cameron ve Rhodes, 1981), (Cameron, 1999), (Cameron, 2003) çalışmalarıdır. Bu çalışmalar alçak geçiren filtre prototipleri için geçerli olup, bant geçiren filtre için gerekli dönüşümler Hong ve Lancaster'ın 2000'de yaptığı çalışmada mevcuttur. Bu tez çalışmasında da doğrudan kuplaj matrisi sentez yöntemi anlatılmış ve tasarlanan filtreye uyarlanmıştır. Bu çalışmalara, Hong ve Lancaster'ın 1996'da kuplajlama yöntemleri (elektrik kuplaj, manyetik kuplaj, karışık (mixed) kuplaj) alanında yaptıkları çalışmayla katkıda bulunmuşlardır. Şekil 1.10'da elektrik, manyetik ve karışık kuplaj gösterilmiştir. Bu çalışmada, çapraz kuplajlı filtrelerde kuplaj katsayısı çeşitli parametrelerdeki değişimlere göre incelenmiş ve kuplaj matrisi elde edilmiştir.

Ayrıca, deneysel çalışmalar gerçekleştirilerek önerilen teori ve simülasyonlar desteklenmiştir.



Şekil 1.10 : Açık halka rezonatörler için kuplaj yapıları (a) Elektrik kuplaj (b) Manyetik kuplaj (c) Karışık kuplaj

Gorur tarafından 2002’de yapılan çalışmada ise kare halka rezonatörün köşelerine yerleştirilen açık devre sonlandırılmalı iletim hatları sayesinde minyatürizasyon gerçekleştirilmiştir (Bkz. Şekil 1.11). Mod uyarımı rezonatöre yerleştirilen bir yama elemanı sayesinde sağlanmıştır. Bu tez çalışmasında da bu yapıdan yola çıkılmış, fakat mod uyarımı için ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmadan rezonatörün konfigürasyonundaki değişimlerden yararlanılmış ve teorik modellemesi de gerçekleştirilmiştir.



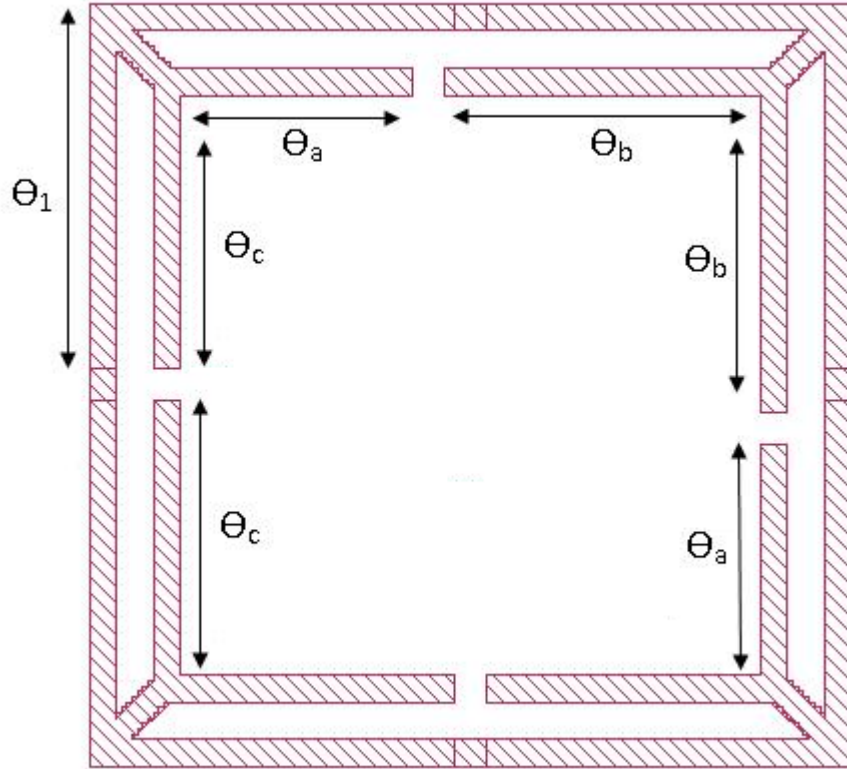
Şekil 1.11 : Açık devre sonlandırmalı iletim hatları ile minyatürizasyonu sağlanmış bant geçiren filtre

2. ÇİFT MODLU BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI VE ANALİZİ

2.1 Çift Modlu Rezonatör Yapısı

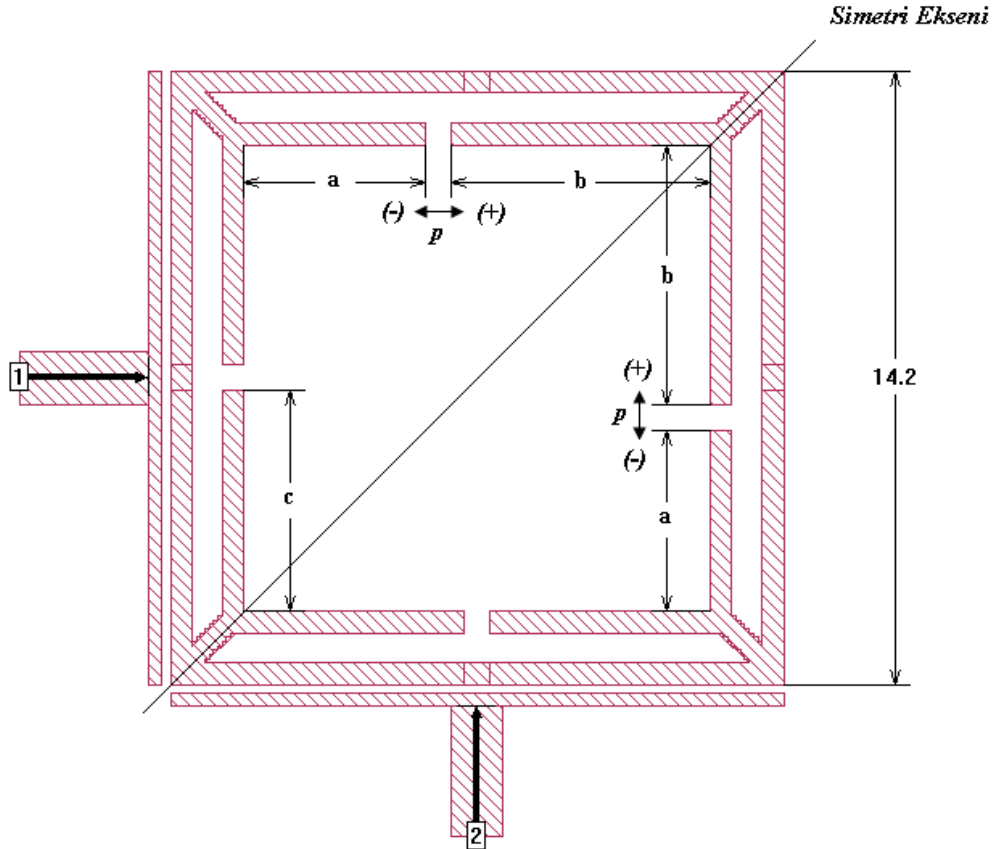
Bu tez çalışmasında, önceden tasarlanmış minyatür bir çift modlu bant geçiren filtre topolojisi (Gorur, 2002) göz önünde bulundurularak yeni bir pertürbasyon düzenlemesi yapılmıştır. Böylece, önceden yapılan çalışmaların aksine, ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmadan rezonatörün bazı boyutlarının değiştirilmesi suretiyle çift mod karakteristiği ortaya çıkarılmıştır. Önerilen yapı, literatürdeki benzerleriyle kıyaslandığında yaklaşık olarak %50 oranında daha küçük bir yapıya sahiptir.

Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, kare halka rezonatör, açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarıyla desteklenmiştir. Yan hat olarak da nitelendirebileceğimiz bu elemanlar rezonatörün boyutlarında bir artışa sebep olmaktadır. Böylece, merkez frekansının daha düşük frekanslara çekilmesine izin verilmiştir.



Şekil 2.1 : Önerilen yeni pertürbasyon düzenlemesine sahip rezonatör yapısı.

Rezonatördeki dejenere mod uyarımı, giriş ve çıkış portlarının Şekil 2.2’de görüldüğü gibi, dörtte bir dalga boyuna göre, yani 90° ’lik bir açı ile yerleştirilmesi ve açık devre sonlandırmalı iletim hatlarının filtre minyatürizasyonu görevinin yanı sıra, pertürbasyon elemanı olarak görev almasıyla sağlanır (Gorur, 2004). Bilindiği gibi, kare halka rezonatörün dört ayrı köşesine yerleştirilen pertürbasyon elemanlarının boyutlarına göre mod uyarımı gerçekleştirilebilir ve pertürbasyon elemanlarının pozisyonlarına göre frekans cevabının lineer fazda veya eliptik fazda olması ayarlanabilmektedir. Yine aynı çalışmada, yarık pertürbasyon elemanının lineer fazlı bir frekans cevabı yarattığı, yama elemanının ise bir çift iletim sıfırına sahip eliptik fazlı frekans cevabına sebep olduğu belirtilmiştir. Bu bilgiler ışığında, Şekil 2.1’de elektriksel uzunlukları belirtilen rezonatörde, bu uzunlukların değiştirilmesi sonucu eliptik ve lineer fazlı frekans cevapları elde edilebilir.



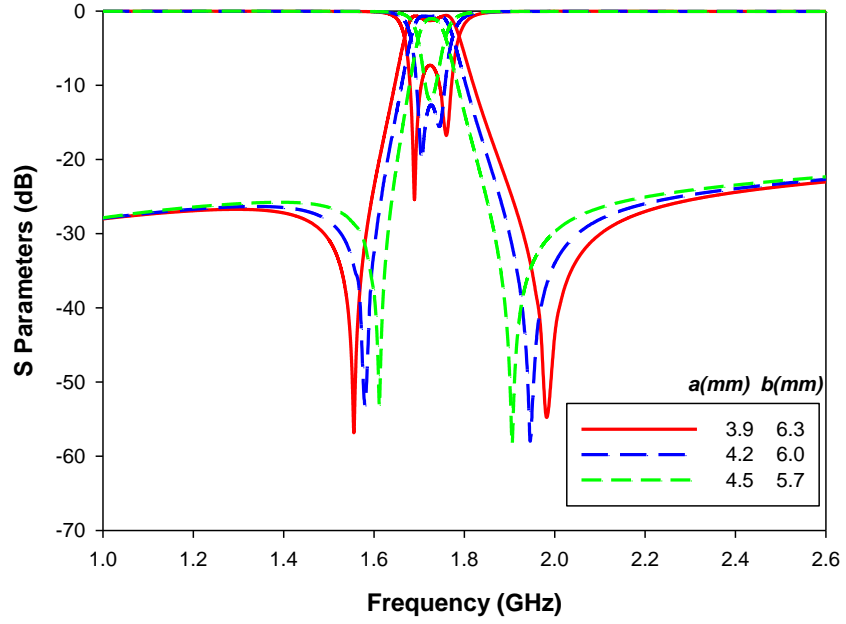
Şekil 2.2 : Çift modlu mikroşerit bant geçiren filtre yapısı

Şekil 2.2’de verilen filtre yapısında, “a”, “b” ve “c” olarak nitelendirilen açık devre sonlandırmalı iletim hatlarının boyutlarına göre dejenere mod uyarımı ve faz değişimi gözlenebilmektedir. Bu uzunlukların değişimlerinin eliptik karakteristikli bir frekans cevabına etkisi Şekil 2.3’de gösterilmiştir.

Önerilen topolojinin en önemli avantajı ise, ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmamış olmasından ve mod uyarımının yan hatların boyutlarındaki değişimler ile sağlanmasından dolayı, geçme bandının her durumda sabit bir merkez frekansına sahip olmasıdır.

2.2 Çift Modlu Bant Geçiren Filtre Tasarımı

2.2.1 Eliptik karakteristikli çift modlu filtre tasarımı



Şekil 2.3 : Eliptik fazlı filtrenin frekans cevabı

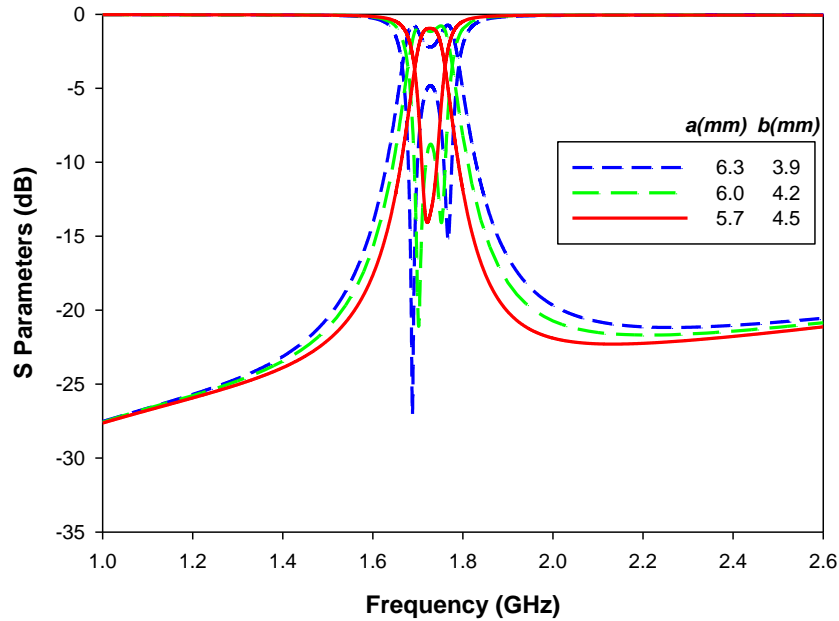
Şekil 2.3'de görüldüğü gibi, b uzunluğunun artması ve a uzunluğunun azalması, mod uyarımını tetiklemekte ve bunun için mod ayrışımı daha belirgin bir biçimde gözlenmektedir. a ve b uzunlukları sırasıyla 3.9 ve 6.3 mm olduğunda mod ayrışımı gözlenmemiştir. Fakat, aralarındaki boşluğun boyutu sabit kalacak şekilde, sırasıyla, a uzunluğunu azaltıp b uzunluğunu artırdığımızda, mod frekanslarının birbirinden uzaklaştığı gösterilmiştir. Bir başka deyişle, a ve b uzunluklarına sahip açık devre sonlandırılmalı iletim hatları arasındaki aralık pertürbasyon aralığı, p , olarak tanımlanırsa, pertürbasyon aralığının negatif (-) yönde hareket ettirilmesi, mod frekanslarını birbirinden uzaklaştırarak mod ayrışımını netleştirmektedir. Ayrıca, yine Şekil 2.3'den görüldüğü gibi, pertürbasyon aralığının negatif yönde kayması iletim sıfırlarını da birbirinden uzaklaştırmıştır. Tüm bu işlemler sırasında sabit bir merkez frekansına sahip bir frekans cevabı elde edildiği gözlenmiştir.

Tüm tasarımlarda c uzunluğu 5.1 mm ve pertürbasyon aralığı, p , 0.6 mm olarak alınmış olup, a ve b uzunluklarının sırasıyla 4.2 ve 6.0 mm olduğu durumda merkez frekansı 1.73 GHz'dir. Bu durumda mod frekansları 1.7 ile 1.75 GHz'de, iletim sıfırları ise 1.58 ile 1.95 GHz'de elde edilmiştir. Kesirsel bant genişliği (Fractional Bandwith-FBW), %5.31 olarak hesaplanmıştır.

Belirtilmesi gereken bir diğer nokta ise topolojinin simetrisi üzerinedir. Öyle ki, Şekil 2.2'den de görüldüğü gibi a ve b uzunlukları, rezonatörün simetri ekseninin her iki tarafında yer almaktadır ve bu uzunlukların boyutlarında yapılacak değiştirme işlemi simetriyi bozmayacak şekilde olmalıdır.

Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, elektriksel uzunlukları arasında, $\theta_b > \theta_a$ olması durumunda ($b > a$), kare halka rezonatörün sağ üst köşesinde daha büyük bir pertürbasyon elemanı olduğu için yama eleman özelliği gösterecek ve bu yüzden eliptik fazda bir frekans cevabı elde edilecektir.

2.2.2 Lineer fazlı çift modlu filtre tasarımı



Şekil 2.4 : Lineer Fazlı Filtrenin Frekans Cevabı

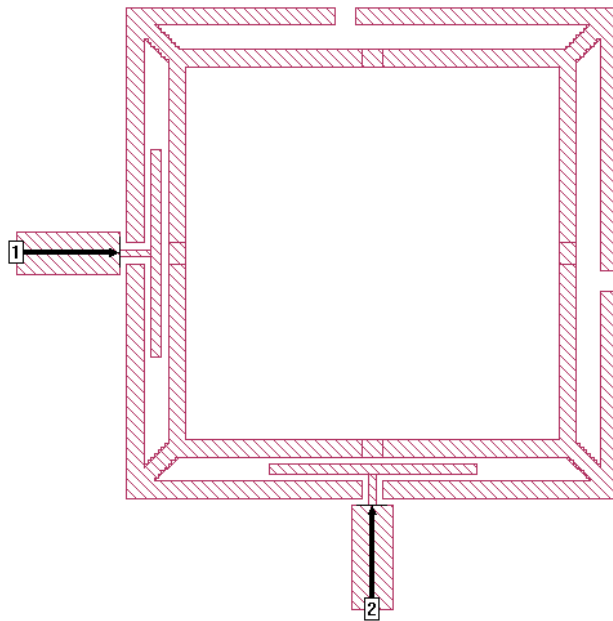
Şekil 2.4'de lineer fazlı frekans cevabında a ve b uzunluklarının değiştirilmesiyle meydana gelen değişimler gösterilmektedir. Eliptik fazlı durumda olduğu gibi, pertürbasyon aralığının, boyutu sabit kalacak şekilde pozitif (+) veya negatif (-) yönde kaydırılmasının mod ayrışımına olan etkisi incelenmiştir. $\theta_b < \theta_a$ olması

durumunda frekans cevabında lineer fazlı bir grafik görmemiz, $a > b$ durumuna göre, pertürbasyonun bir yarı pertürbasyon elemanı gibi davranmasından kaynaklanır. Böylece, iletim sıfırları reel frekanslardan imajiner frekanslara taşınır. Eliptik cevaplı durumda elde ettiğimiz sonuçlara benzer bir şekilde a ve b uzunluklarının sırasıyla 5.7 ve 4.5 mm olduğunda bir mod ayrışımı gözlenmezken, 6.0 ve 4.2 mm olduğunda mod ayrışımı gözlenmiştir. Böylece, lineer fazlı filtrede, pertürbasyon aralığının pozitif (+) yönde hareketinin mod ayrışımını belirginleştirdiği söylenebilir. Ayrıca, geri dönüş kaybının seviyesi de, pertürbasyon aralığının pozitif (+) yönde hareket ettirilmesiyle daha düşük seviyelere taşınmaktadır.

Bölüm 2.2.1’de olduğu gibi, tüm incelemeler esnasında merkez frekansı tüm durumlarda aynı olan frekans cevapları gözlenmiştir.

2.2.3 Yan hatların dışarıdan bağlandığı rezonatör çeşidi

Önerilen filtrelerin dışında bir başka rezonatör çeşidi daha geliştirilmiştir. Şekil 2.1’de gösterilen rezonatörde açık devre sonlandırılmalı iletim hatları kare halka rezonatörün iç köşelerine eklenmiş ve pertürbasyon aralığı olarak adlandırılan boşluğun hareket ettirilmesiyle pertürbasyon etkisi yaratılmıştır. Yeni rezonatörde ise bu açık devre sonlandırılmalı iletim hatları Şekil 2.5’de görüldüğü gibi dış köşelerden kare halka rezonatöre eklenmiştir. Giriş ve çıkış portlarından gelen besleme hatları da yan hatların arasında kalan boşluklardan rezonatöre kuplajlanmıştır.



Şekil 2.5 : Yan hatların dış taraftan bağlandığı rezonatör çeşidi

2.3 Çift-Tek Mod Empedans Analizi

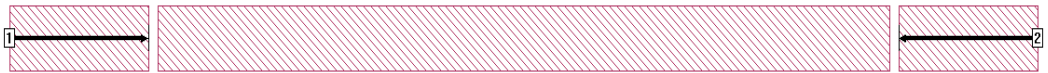
Mikrodalga literatürü incelendiğinde, bir mikrodalga filtrenin frekans cevabını elde etmek için kuplaj matrisi, rasyonel fonksiyonlar, çift (even) ve tek (odd) mod empedans formülleri gibi çeşitli yöntemlerden faydalanıldığı görülmektedir.

Bu kısımda, önerilen filtreye ait çift-tek mod empedans analizini yapmak için ilk önce düz bir iletim hattına ait teorik modelin frekans cevabı elde edilecektir. Daha sonra, bir yama pertürbasyon elemanına sahip dörtte bir dalga boyunda kare halkanın frekans cevabı elde edilecek ve bu bilgiler ışığında açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarına sahip çift modlu filtrenin çift ve tek mod eşdeğer yarı devre modellerinden çift-tek mod empedans formülleri türetilecektir. Çift ve tek mod empedans formüllerinin türetilmesinde yoğunlukla kullanılacak olan giriş empedans ve admittans formülleri Denk. 1.1a ve Denk. 1.1b’de verilmiştir (Hong ve Lancaster, 2001). Çift ve tek mod empedans formülleri türetildikten sonra Denk. 2.1a ve 2.1b’de verilen formüllere göre S parametreleri (S_{11} ve S_{21}) elde edilebilir.

$$S_{11} = \frac{Z_{even}Z_{odd} - Z_0^2}{\left(\frac{Z_{even} + Z_{odd}}{2} + Z_0\right)^2 - \left(\frac{Z_{even} - Z_{odd}}{2}\right)^2} \quad (2.1a)$$

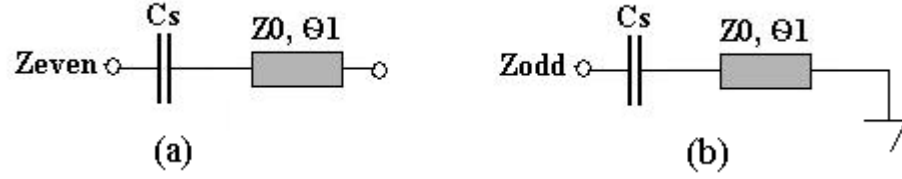
$$S_{21} = \frac{(Z_{even} - Z_{odd})Z_0}{\left(\frac{Z_{even} + Z_{odd}}{2} + Z_0\right)^2 - \left(\frac{Z_{even} - Z_{odd}}{2}\right)^2} \quad (2.1b)$$

2.3.1 Düz iletim hattında çift-tek mod analizi



Şekil 2.6 : Düz bir mikroşerit iletim hattı

Şekil 2.6 ‘da verilen iletim hattının çift-tek mod analizini yapacak olursak, ilk önce istenilen merkez frekansının ve kesirsel bant genişliğinin belirlenmesi gerekmektedir. Filtreye ait eşdeğer yarı-devre modeli Şekil 2.7’de gösterilmektedir. Çift mod empedansı bulunurken, Şekil 2.7a’dan da görüldüğü gibi eşdeğer yarı-devre modeli açık devre olarak sonlandırılmış, tek mod empedansı bulunurken ise Şekil 2.7b’den görüldüğü gibi kısa devre olarak sonlandırılmıştır.



Şekil 2.7 : Düz bir iletim hattına ait çift ve tek mod eşdeğer yarı devre modelleri

Şekil 2.6'daki iletim hattı 3.4 GHz merkez frekansında ve 0.0125 kesirsel bant genişliğinde bir frekans cevabına sahip olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu bilgiler doğrultusunda, Şekil 2.7'deki eşdeğer devre modeli yardımıyla yapılacak olan çift-tek mod analiz için gereken çift ve tek mod empedansları aşağıdaki gibidir.

$$Z_{even} = -jZ_0 \left(\frac{1}{y_s} - \frac{1}{\tan \Theta_1} \right) \quad (2.2a)$$

$$Z_{odd} = -jZ_0 \left(\frac{1}{y_s} + \tan \Theta_1 \right) \quad (2.2b)$$

Denk. 2.2a ve 2.2b'de bulunan y_s terimleri $2\pi f_c C_s Z_T$ ve Θ_1 elektriksel uzunluğu da $\frac{\pi f_c}{2f_r}$ olacaktır. Elektriksel uzunluğun bu şekilde olma sebebi ise, Şekil 2.6'da görülen düz iletim hattını yarım dalga boyuna göre yerleştirmemiz olmuştur. f_r terimi doğal rezonans frekansını ifade etmektedir.

C_s kapasitansı giriş ve çıkış portları ile iletim hattı arasındaki boşluğu temsil etmekte olup, merkez frekansında tek mod empedansının sıfır olduğu göz önüne alınarak bulunabilir (Yang ve diğ., 2010). Bunun için, Denk. 2.2b'de f yerine f_c koyarak denklemi sıfıra eşitleyip C_s kapasitansına ait formül elde edilebilir.

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_c Z_0} \left(\frac{1}{\tan \Theta_1(f_c)} \right) \quad (2.3)$$

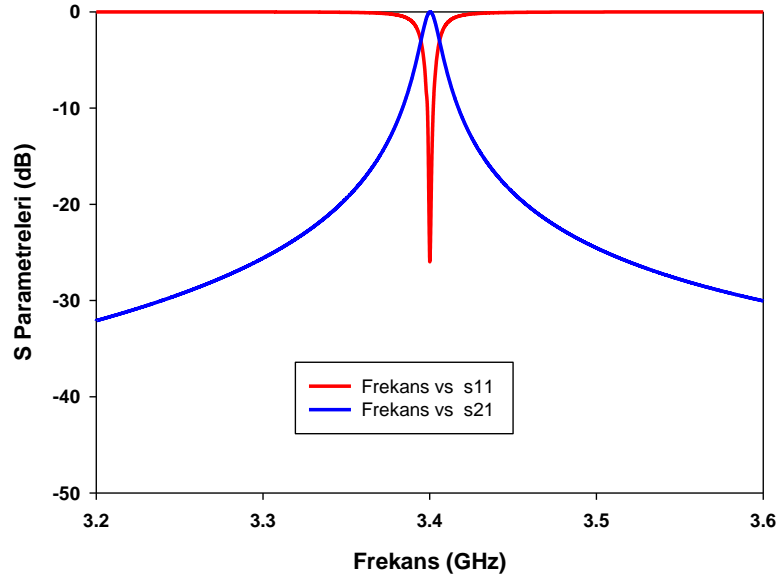
Denk. 2.3'deki $\Theta_1(f_c)$ terimi merkez frekansındaki elektriksel uzunluk olup, $\frac{\pi f_c}{2f_r}$ 'dir. Elektriksel uzunluklardaki doğal rezonans frekansını bulabilmek için aşağıdaki analitik açıklamadan yararlanılır.

$$\frac{\sqrt{-(Z_{even} - Z_{odd})^2 Z_0^2}}{\sqrt{(Z_{even} Z_{odd} + Z_0^2)^2 - (Z_{even} + Z_{odd})^2 Z_0^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.4)$$

Denk. 2.4, 3 dB kesim frekanslarında iletim gücünün 3 dB kadar azalacağı bilgisine dayanılarak, Denk. 2.1a'dan türetilmiştir. Bilindiği gibi, geçme bandını oluşturan 3 dB kesim frekanslarında, araya girme kaybı ve geri dönüş kaybının her ikisinin büyüklüğü de 3 dB'ye eşit olmalıdır.

Böylece, Denk. 2.3 ve 2.4'ün ortak çözümünden doğal rezonans frekansı hesaplanabilir (Yang ve diğ., 2010). Buradan, f_r , 3.52 GHz olarak, C_s kapasitansı ise Denk. 2.3'de, f_r yerine bulunan değeri yazılarak yaklaşık olarak 52 fF olarak hesaplanır.

Elde edilen C_s ve f_r sonuçları çift ve tek mod empedans formüllerine yazıldıktan sonra, saçılma parametreleri Denk. 2.1a ve 2.1b'de verilen formüllerden yararlanılarak bulunacaktır.

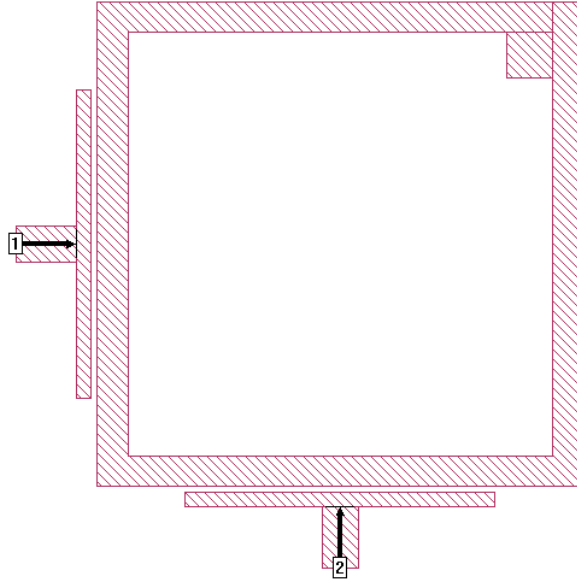


Şekil 2.8 : Şekil 2.6'da verilen düz iletim hattına ait çift-tek mod analiz sonucu

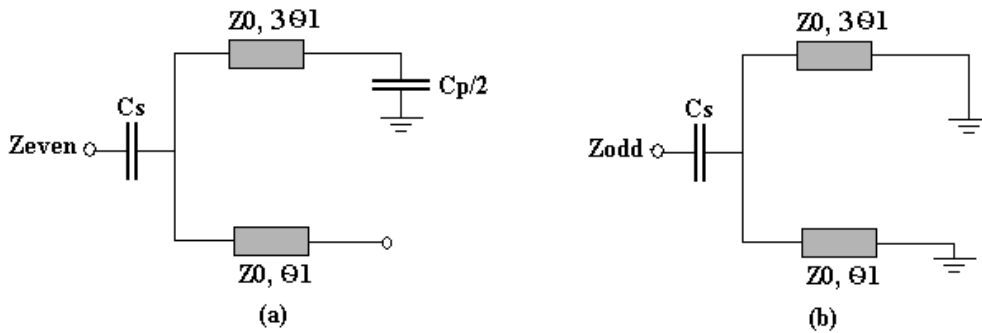
2.3.2 Pertürbasyon elemanı bulunan kare halka rezonatörde çift-tek mod analizi

Cheng tarafından 1997'de yapılan çalışmada ilk defa, bir halka rezonatörün çift-tek mod empedans formülleri türetilmiş ve bu formüllere göre araya girme kaybı ve geri dönüş kaybı elde edilmiştir. Bu çalışmaya göre, çeyrek dalga boyundaki bir halka rezonatörün giriş ve çıkış portları arasında 1/3 oranı olduğu göz önünde bulundurulmuş ve buna göre, elektriksel uzunluklar $\frac{\pi f}{4f_r}$ olarak tanımlanmıştır. Buradaki f_r terimi rezonans frekansını temsil eder. Çift-tek mod empedans analizinin

incelendiği bir başka çalışmada yine aynı formüller kullanılmış, fakat rezonans frekansı ve iletim sıfırları bulunurken farklı bir yöntemden yararlanılmıştır (Yang ve diğ., 2010). Bu çalışmada kullanılan yöntem, Bölüm 2.3.1’de gösterilmiş ve düz bir iletim hattının çift-tek mod empedans analizi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.9 : Pertürbasyon elemanına sahip kare halka rezonatör



Şekil 2.10 : Pertürbasyon elemanı bulunan kare halkaya ait eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift Mod b) Tek Mod

Şekil 2.9’den görüldüğü gibi giriş-çıkış portları çeyrek dalga boyunda yerleştirilmiş ve aralarındaki açı 90° ’dir. Buna göre, Şekil 2.10’da gösterilen çift ve tek mod eşdeğer yarı devre modelleri çizilirken, pertürbasyon elemanının bulunduğu yere kadar olan elektriksel uzunluk diğer taraftaki elektriksel uzunluğun üç katı olacaktır.

Şekil 2.9’deki kare halka rezonatör kullanılarak oluşturulmuş filtrenin merkez frekansının 2 GHz ve kesirsel bant genişliğinin %10 olması istenmektedir. Şekil

2.10a ve 2.10b'deki eşdeğer devre modellerine göre rezonatörün çift mod ve tek mod empedans formülleri aşağıdaki gibi olacaktır.

$$Z_{even} = -jZ_0 \left[\frac{1}{y_s} - \left(\frac{y_p + \tan 3\theta_1}{y_p \tan 3\theta_1 - 1} - \tan \theta_1 \right)^{-1} \right] \quad (2.5a)$$

$$Z_{odd} = -jZ_0 \left(\frac{1}{y_s} - \frac{1}{\cot \theta_1 + \cot 3\theta_1} \right) \quad (2.5b)$$

Denk. 2.5a ve 2.5b'de bulunan y_s ve y_p terimleri sırasıyla $2\pi f C_s Z_0$ ve $\pi f C_p Z_0$ şeklindedir. Önceden de belirtildiği gibi Z_0 karakteristik empedansı, θ ise elektriksel uzunluğu ifade etmektedir. C_p kapasitansı, pertürbasyon elemanının kapasitif etki gösterdiğini belirtirken, C_s kapasitansı kuplaj aralığını temsil etmektedir. C_s kapasitansı tek iletim hattında olduğu gibi merkez frekansında Z_{odd} empedansının sifıra eşit olduğu bilgisi ışığında formülize edilebilir. Bunun yanında, Z_{even} empedansının da merkez frekansında sonsuz olacağı bilgisine dayanarak C_p kapasitansını formülize edebiliriz. Bu bilgiler doğrultusunda elde edilen C_s ve C_p kapasitansları aşağıda verilmiştir.

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_c Z_0} \left(\frac{\tan \theta_1(f_c) + \tan 3\theta_1(f_c)}{\tan \theta_1(f_c) \tan 3\theta_1(f_c)} \right) \quad (2.6a)$$

$$C_p = \frac{1}{\pi f_c Z_0} \left(\frac{-1 - \cot \theta_1(f_c) \tan 3\theta_1(f_c)}{\cot \theta_1(f_c) - \tan 3\theta_1(f_c)} \right) \quad (2.6b)$$

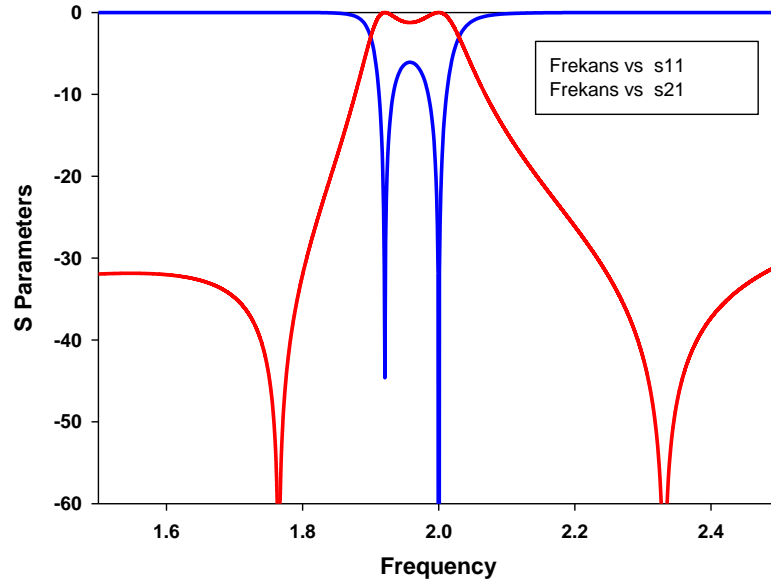
Denk. 2.6a ve 2.6b'nin Denk. 2.4'e yerleştirilerek çözülmesinden doğal rezonans frekansı 2.11 GHz olarak bulunur. Buradan, C_p ve C_s kapasitansları sırasıyla yaklaşık olarak 534 fF ve 493 fF olarak hesaplanır.

Ayrıca, Denk. 2.1b'den çift ve tek mod empedanslarının iletim sıfırı frekanslarında eşit olduğu görülmektedir. Buna göre, Denk. 2.5a ve 2.5b'yi birbirine eşitleyerek ortaya çıkan denklemin kökleri bize iletim sıfırı frekanslarını verecektir.

$$\frac{\sin 4\theta_z \cos 2\theta_z}{(\sin 3\theta_z)^2} - \pi f C_p Z_0 = 0 \quad (2.7)$$

Denk. 2.7’de iletim sıfırlarındaki elektriksel uzunluğu belirten Θ_z ifadesi $\frac{\pi f_z}{4f_r}$ ‘dir. Denk. 2.7’nin çözümü sonucu iletim sıfırı frekansları 1.76 GHz ve 2.33 GHz olarak hesaplanmıştır.

Elde edilen kapasitans değerlerinin ve doğal rezonans frekansı değerinin çift ve tek mod empedans formüllerine yazılmasıyla Denk. 2.5a ve 2.5b yeniden düzenlenir. Elde edilen yeni Z_{even} ve Z_{odd} formülleri Denk. 2.1a ve 2.1b’ye yerleştirilerek saçılma parametreleri elde edilir. Buna göre elde edilen S_{11} ve S_{21} grafikleri Şekil 2.11’de gösterilmiştir.



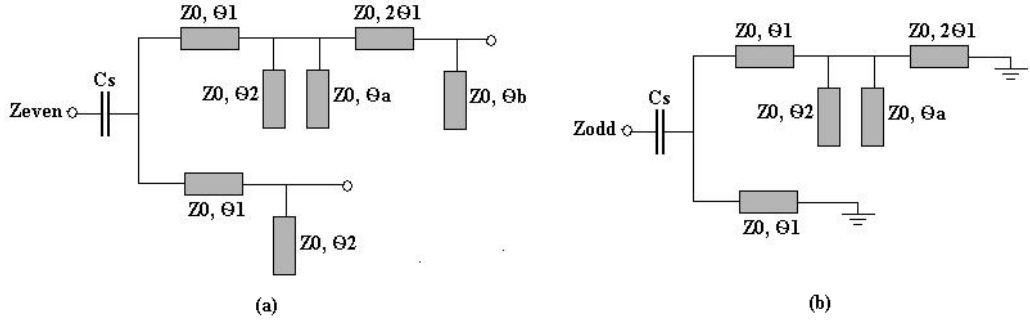
Şekil 2.11 : Şekil 9’da verilen rezonatörün teorik frekans cevabı

2.3.3 Önerilen rezonatör topolojisinde çift-tek mod empedans analizi

Şekil 2.2’de gösterilen filtre yapısında, açık devre sonlandırılmalı iletim hatları kullanılarak kare halka rezonatörün kapladığı alan küçültülmüştür. Böylece kare halka rezonatör yardımıyla aynı frekansta oluşturulacak bir filtreye nazaran filtrenin toplam alanında %50 kazanç elde edilir.

Şekil 2.1’de açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarının elektriksel uzunlukları adlandırılmıştır. Açık devre sonlandırılmalı iletim hatları arasındaki aralıklar sabit olup, giriş ve çıkış kapılarının tam karşısındaki aralıklar pertürbasyon elemanı olarak görev yapmaktadır. Öyle ki, bu aralıkların sağ-sol ve yukarı-aşağı yönde kaydırılması, iletim sıfırı frekanslarında ve mod ayrışımında bir değişmeye sebebiyet vermektedir. Bunun yanında, $\Theta_a < \Theta_b$ durumunda eliptik frekans cevabı elde

edilirken, $\theta_a > \theta_b$ durumunda lineer bir frekans cevabı simülasyon programı vasıtasıyla gözlenmiştir. Filtrenin eşdeğer yarı-devre modelleri Şekil 2.12a ve 2.12b’de verilmiştir. Eşdeğer devre modelleri oluşturulurken, yan hatların kare halka rezonatöre bağlantı noktalarında bulunan indüktif elemanlar ihmal edilmiştir.



Şekil 2.12 : Şekil 2.1’e ait eşdeğer yarı devre modelleri a) Çift mod b) Tek mod

Şekil 12’de verilen çift ve tek mod eşdeğer devre modellerinin analizi sonucu elde edilen çift ve tek mod empedans formülleri aşağıda verilmiştir. Şekil 12a’nın teorik analizinden, girişten görülen çift mod empedans formülü türetilirken, Şekil 12b’den ise tek mod empedans formülü türetilmiştir.

$$Z_{even} = -jZ_T \left(\frac{1}{y_s} + [(\tan \theta_1 + \theta_2) - (\tan \theta_1 + \theta_x)]^{-1} \right) \quad (2.8a)$$

$$Z_{odd} = -jZ_T \left(\frac{1}{y_s} + [(\tan \theta_1 + \theta_y) - \cot \theta_1]^{-1} \right) \quad (2.8b)$$

Denk. 2.8a ve 2.8b’deki y_s terimi $2\pi f_c C_s Z_T$, ve $\theta_1 = \frac{\pi f}{4f_r}$ ‘dir. Önerilen topolojideki tüm iletim hatları aynı karakteristik empedansa sahip olup Z_T ile ifade edilmektedir. Z_{even} ve Z_{odd} empedanslarının saf imajiner ve frekans bağımlı oldukları açıkça görülmektedir. Bunların yanında, θ_x and θ_y ’ye ait analitik ifadeler aşağıda yer almaktadır.

$$\theta_x = \tan^{-1}(\tan \theta_2 + \tan \theta_a + \tan(\theta_b + 2\theta_1)) \quad (2.9a)$$

$$\theta_y = \tan^{-1}(\tan \theta_2 + \tan \theta_a - \cot 2\theta_1) \quad (2.9b)$$

Denk. 2.9a ve 2.9b'deki Θ_a , Θ_b ve Θ_2 elektriksel uzunlukları Şekil 2.1'de gösterilmiştir. Şekil 2.12a ve 2.12b'de bu elektriksel uzunluklar eşdeğer devre modeli üzerinde gösterilmiştir. Bu uzunlukları birbirleriyle ilişkilendirirken, aynı karakteristik empedansa sahip olmalarından dolayı sadece fiziksel uzunluklarından yararlanılır. Elektriksel uzunluklar arasındaki bağıntılar Denk. 2.10 grubunda verilmiştir. Bu denklemlerdeki elektriksel uzunluklar ve elektriksel uzunluklara karşılık gelen fiziksel boyutları temsil eden a , b ve c uzunlukları sırasıyla Şekil 2.1 ve 2.2'de gösterilmiştir. 7.1 sayısı ise, Şekil 2.2'den görüldüğü gibi, tasarlanan kare halka rezonatörün bir kenarının yarısını belirtmektedir. Burada belirtilen nümerik değerler yan hatların rezonatörün iç tarafından bağlandığı duruma göre verilmiştir. Dıştan bağlandığı durumda Θ_1 uzunluğu değişeceğinden dolayı Denk. 2.10 grubundaki oranlar da değişecektir.

$$\Theta_a / \Theta_1 = k_{a1} = a/7.1 \quad (2.10a)$$

$$\Theta_b / \Theta_1 = k_{b1} = b/7.1 \quad (2.10b)$$

$$\Theta_2 / \Theta_1 = k_{c1} = c/7.1 \quad (2.10c)$$

Ayrıca, C_s kapasitansı, tek mod empedansının merkez frekansında sıfır olacağı bilgisi göz önüne alınarak aşağıda verilen formüldeki gibi elde edilmiştir.

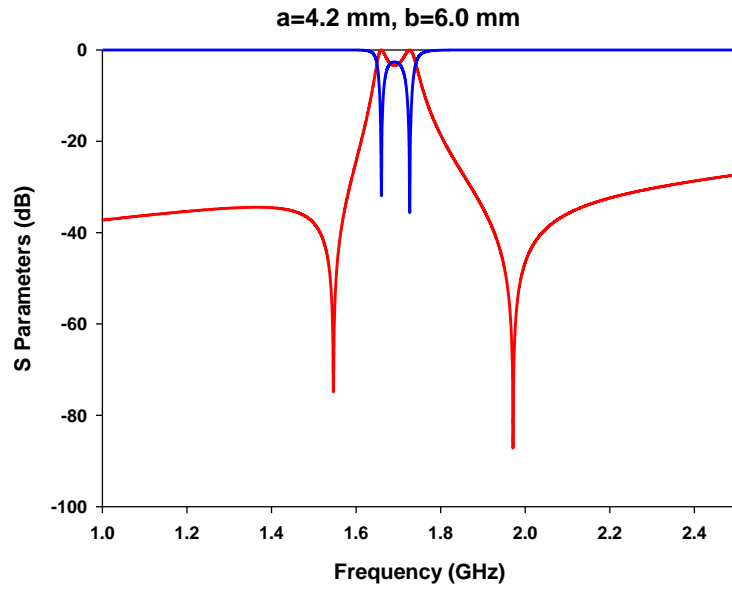
$$C_s = \frac{1}{2\pi f_c Z_0} [-(\tan \Theta_1(f_c) + \Theta_y(f_c)) + \cot \Theta_1(f_c)] \quad (2.11)$$

Önceki analizlerde yapıldığı gibi iletim sıfırları çift ve tek mod empedans formüllerinin birbirine eşitlenmesi sonucu hesaplanabilir. Burada dikkat edilmesi gereken husus, elektriksel uzunluklar arasında $\Theta_a > \Theta_b$ ilişkisi olduğunda lineer fazda bir frekans cevabı elde edileceğinden iletim sıfırları imajiner frekanslarda oluşacaktır. Bu nedenle, Denk. 2.12'nin çözümü, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi sadece $a < b$ durumunda bize iletim sıfırı frekanslarını verecektir.

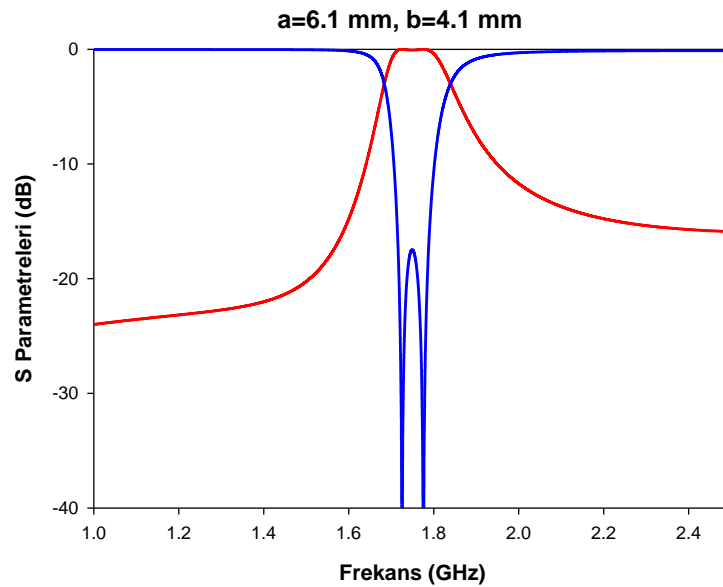
$$(\tan \Theta_1(f_z) + \Theta_y(f_z)) - \cot \Theta_1(f_z) = (\tan \Theta_1(f_z) + \Theta_2(f_z)) - (\tan \Theta_1(f_z) + \Theta_x(f_z)) \quad (2.12)$$

Şekil 2.5'de verilen rezonatör topolojisinde ise yan hatlar rezonatörün dış tarafından bağlanmıştır. Bu durumda yapılacak çift-tek mod empedans analizin formülleri aynı olacak, sadece rezonatörün elektriksel uzunlukları arasındaki oran değişecektir. Şekil

2.13'de sırasıyla eliptik ve lineer frekans cevabına sahip teorik analiz sonuçları verilmiştir. Bu analizler yan hatların içten bağlanmış durumuna göre yapılmış olup, Şekil 2.15'de yan hatların rezonatörün dış köşelerine bağlanmış durumuna göre analiz cevapları verilmiştir. Bu frekans cevapları, Denk. 2.10'da gösterilen elektriksel uzunluklar arasındaki oranları değiştirmek suretiyle elde edilmiştir. Bu denklemleri göz önüne aldığımızda, yan hatların içten bağlandığı durumda c uzunluğu 5.1 mm, dıştan bağlandığı durumda ise 6.8 mm olarak tasarlanmıştır.



(a)

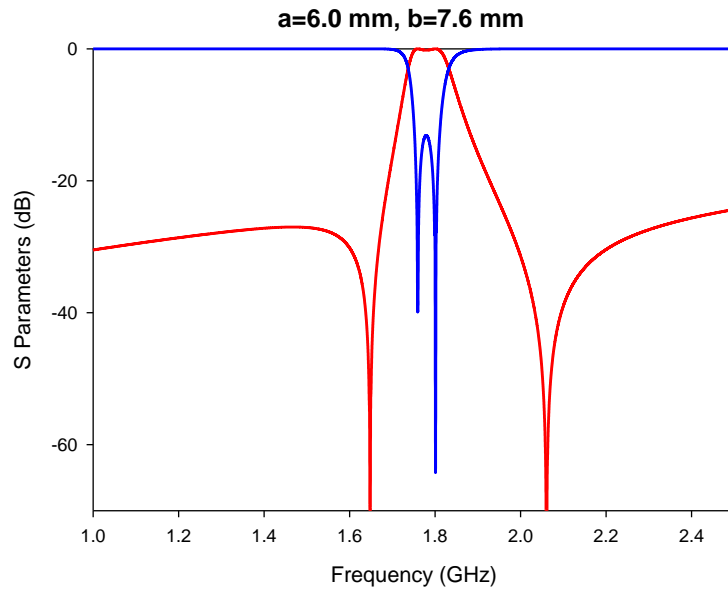


(b)

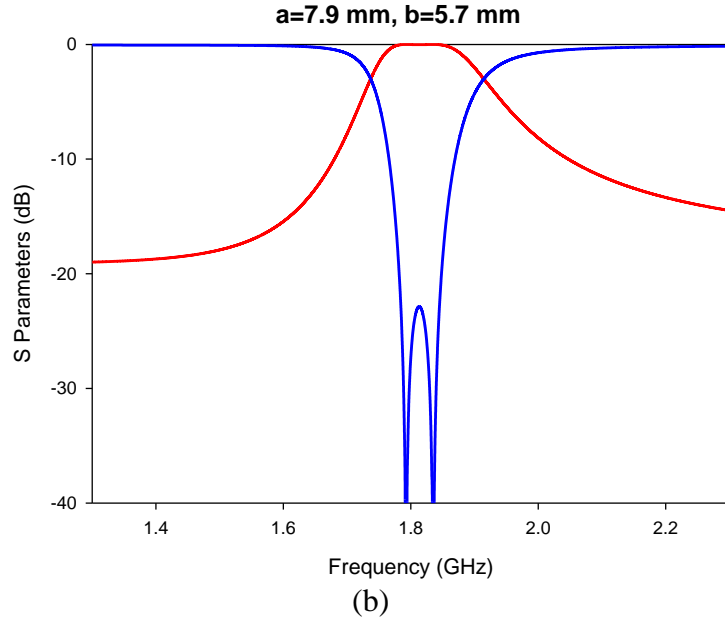
Şekil 2.13 : Yan hatların içten bağlandığı çift modlu filtrelerin çift-tek mod empedans analizinden elde edilen teorik frekans cevapları a) eliptik fazlı filtre b) lineer fazlı filtre

Şekil 2.13'de görüldüğü gibi, a ve b uzunluklarındaki değişimlerin frekans cevabına etkisi teorik olarak ispatlanmıştır. Şekil 2.13a'da verilen grafik a ve b değerlerinin sırasıyla 4.2 mm ve 6 mm olduğu, Şekil 2.13b'de verilen grafik ise a ve b değerlerinin sırasıyla 6.1 ve 4.1 mm olduğu durumlara aittir. $a > b$ durumunda iletim sıfırları imajiner frekanslarda yer aldığı için lineer fazlı frekans cevabı elde edilirken, $a < b$ durumunda ise iletim sıfırlarının reel frekanslarda ortaya çıkmasından dolayı eliptik bir frekans cevabı elde edilmiştir.

Şekil 2.13a göz önüne alındığında, çift-tek mod analizi yapılırken elde edilen rezonans frekansı 2.36 GHz'dir. Kuplaj aralığını temsil eden C_s kapasitansı ise yaklaşık olarak 551 fF olarak elde edilmiştir. Eliptik fazlı filtrenin iletim sıfırları ise, 1.54 GHz ile 1.96 GHz'dir. Simülasyon yardımıyla elde edilen frekans cevabındaki iletim sıfırları 1.58 GHz ile 1.95 GHz olduğundan önerilen çift-tek mod empedans formülleri doğruluğunu ispatlamaktadır. Bu değerler, Bölüm 2.3.1 ve 2.3.2'de anlatılan çift-tek mod empedans analizi yöntemi yardımıyla elde edilmiştir. Ayrıca, merkez frekansı 1.73 GHz iken rezonans frekansın daha yüksek çıkmasının sebebi rezonatöre bağlanan açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarıdır. Öyle ki, elde edilen rezonans frekansı yan hatların olmadığı kare halka rezonatörün rezonans frekansına yakın bir değerdedir. Ayrıca, Şekil 2.13b için hesaplanan rezonans frekansı değeri 2.28 GHz'dir.



(a)



Şekil 2.14 : Yan hatların dıştan bağlandığı çift modlu filtrelerin çift-tek mod empedans analizinden elde edilen teorik frekans cevapları a) eliptik fazlı filtre b) lineer fazlı filtre

Şekil 2.14 yan hatların kare halka rezonatöre dıştan bağlanarak elde edilen frekans cevaplarını göstermektedir. Çift-tek mod empedans analizine ait a ve b uzunlukları Şekil 2.14a için sırasıyla 6.0 mm ve 7.6 mm iken, Şekil 2.14b için 7.9 mm ve 5.7 mm'dir. Şekil 2.14a'ya ait rezonans frekansı yaklaşık 2.89 GHz, C_s kapasitansı ise yaklaşık 856 fF olarak hesaplanmıştır. Lineer fazlı filtre için, hesaplanan rezonans frekansı yaklaşık 2.76 GHz, C_s kapasitansı ise yaklaşık 1.83 pF olarak hesaplanmıştır. Yan hatların içten bağlandığı durumla benzer bir durum burada da sözkonusu olup, rezonans frekansı merkez frekansından daha yüksek olarak hesaplanmıştır. Dikkat edilmelidir ki, yan hatlar devreden kaldırıldığında kare halka rezonatörün toplam boyu kısılacak ve buna bağlı olarak rezonans frekansı daha yüksek seviyelerde hesaplanacaktır. Yan hatların içten bağlandığı durumda kare halka rezonatörün tek bir kenarı 14.2 mm iken, dıştan bağlandığı durumda 11.8 mm'dir. Buradan da görüleceği gibi, dış bağlantılı yapının diğerine nazaran daha yüksek frekanslarda rezonans oluşturacağı açıktır.

3. ÇİFT BANTLI FİLTRELER İÇİN KUPLAJ MATRİSİ SENTEZİ

Bir mikrodalga filtrenin teorik modelinin çift-tek mod analizinin yanısıra kuplaj matrisi, rasyonel fonksiyon sentezi gibi çeşitli yöntemlerle gerçekleştirilebileceğinden önceki bölümlerde bahsedilmiştir. Bu bölümde, tez çalışması süresince geliştirilen çift modlu çift bantlı bant geçiren filtrenin teorik modeli kuplaj matrisi sunularak gerçekleştirilecektir. Cameron'un 2003'te yaptığı "*Mikrodalga Filtreler için İleri Kuplaj Matrisi Sentez Teknikleri*" çalışması bu bölümde bize yoğunlukla yol gösterecektir. Bu çalışmaya göre, kuplaj matrisini ortaya çıkarmak için öncelikle filtreye ait rasyonel fonksiyon seçilerek Hurwitz faktörizasyonu yardımıyla saçılma parametreleri polinomlara ayrılmalıdır. Daha sonra kuplaj diyagramı belirlenerek, admittans matrisi türetilir ve gerekli dönüşüm işlemleriyle kuplaj matrisi sentezlenir. Ayrıca, kuplaj matrisi bu tezde yapılacak olan sentez işleminin dışında eşdeğer devre elemanları kullanılarak ve karşılaştırma yapılarak da elde edilebilir (Hong ve Lancaster, 2000). Bu bölümde sentezlenen kuplaj matrisleri alçak geçiren filtre prototipleri içindir. Bant geçiren frekans cevabı elde etmek için gerekli dönüşümlerden sonraki bölümlerde bahsedilecek ve çift bantlı filtrelere uyarlanacaktır.

3.1 Rasyonel Fonksiyon Seçimi

Bilindiği gibi, kayıpsız elemanlara sahip ideal bir iki kapılı mikrodalga devresinin saçılma parametreleri dalga değişkenleriyle ifade edilebilir (Hong ve Lancaster, 2001). Ayrıca, saçılma parametrelerinden, devreye ait ABCD matrisi, kısa devre admittans parametreleri veya açık devre empedans parametrelerinin de elde edilebileceği literatürdeki çalışmalardan oldukça iyi bilinmektedir.

Kayıpsız iki kapılı bir mikrodalga devresinde saçılma parametreleri arasında,

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (3.1a)$$

$$S_{11} = S_{22} \quad S_{21} = S_{12} \quad (3.1b)$$

bağıntıları mevcuttur. Buradaki, araya girme kaybı (iletim katsayısı-insertion loss) ve geri dönüş kaybını (yansımaya katsayısı-return loss) seçilen bir rasyonel fonksiyona göre yazmak mümkündür.

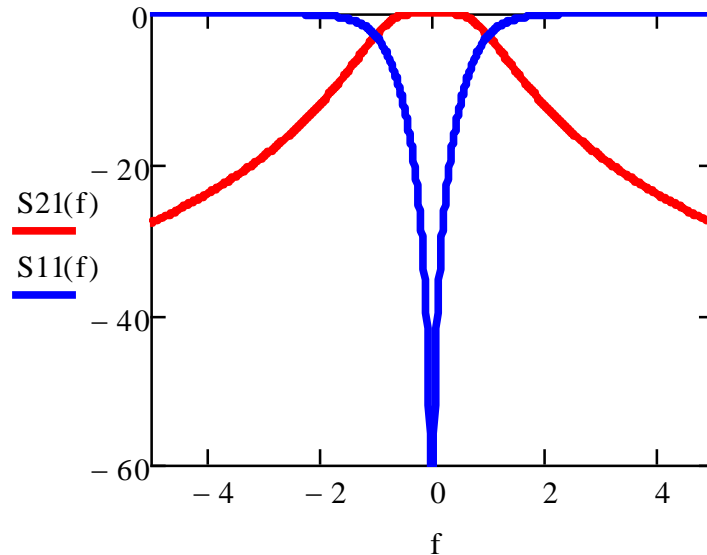
$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1+\epsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (3.2a)$$

$$|S_{11}(j\Omega)|^2 = \frac{\epsilon^2 F_n^2(\Omega)}{1 + \epsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (3.2b)$$

Denk. 3.2 grubundaki yansımaya ve iletim katsayıları formüllerinde geçen ϵ terimi dalgacık (ripple) faktörünü temsil ederken F_n ise rasyonel fonksiyonu belirtmektedir. Rasyonel fonksiyonun seçimi frekans cevabına etki ederek filtre karakteristiğini değiştirebileceği için karakteristik fonksiyon olarak da adlandırılır.

Rasyonel fonksiyonun Ω^n olarak seçilmesi Butterworth (maximally flat) bir frekans cevabı ortaya çıkaracaktır. Butterworth filtreye örnek bir frekans cevabı Şekil 3.1'de dB'ye dönüştürülerek gösterilmiştir. Burada, ikinci dereceden bir filtre gösterilmiş olup geri dönüş kaybı -3 dB olacak şekilde tasarlanmıştır. ϵ ise, Denk. 3.3 referans alınarak 1.002 olarak hesaplanmıştır.

$$\epsilon = \frac{1}{\sqrt{10^{RL/10}-1}} \quad (3.3)$$

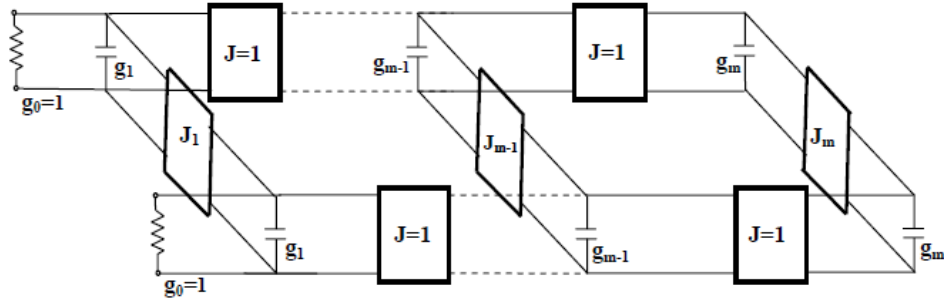


Şekil 3.1 : Örnek bir Butterworth filtre cevabı

Chebyshev karakteristiğinde bir rasyonel fonksiyon da Denk. 3.4'de verilmiştir. Bu rasyonel fonksiyon sayesinde oluşturulan frekans cevapları Cameron tarafından 1999'da incelenmiş olup aynı zamanda Chebyshev filtreleme fonksiyonları için kuplaj matrisi sentez yöntemini de ortaya koymuştur.

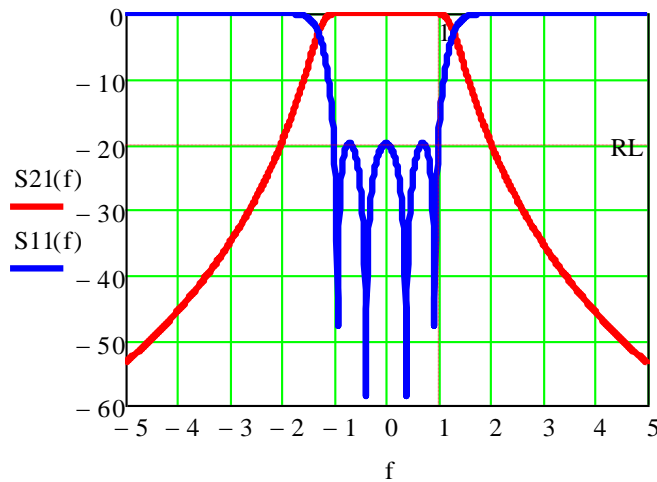
Hong ve Lancaster'ın 2001'deki çalışmalarında yüksek seçicilikteki filtrelerin yüksek dereceli olması gerektiğinden bahsedilmiş ve Şekil 3.2'de gösterilen alçak geçiren filtre prototipi gösterilmektedir.

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(ncos^{-1}(\Omega)) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(ncosh^{-1}(\Omega)) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (3.4)$$



Şekil 3.2 : Filtre sentezi için alçak geçiren prototip(Hong ve Lancaster, 2000)

Denk. 3.4'deki Chebyshev karakteristik fonksiyonunun Denk. 3.2a ve 3.2b'de yerine yazılmasıyla elde edilen örnek bir Chebyshev filtre Şekil 3.3'de gösterilmiştir. Elde edilen frekans cevabı yansıma kutuplarından da görüldüğü gibi 4.dereceden olup -20 dB'lik bir yansıma kaybına göre tasarlanmıştır.



Şekil 3.3 : Dördüncü dereceden Chebyshev filtre

Bilindiği gibi Butterworth ve Chebyshev filtrelerde iletim sıfırları reel frekanslarda gözükmemektedir. Buna göre, iletim sıfırlarının reel frekanslarda olduğu eliptik frekans cevapları için bir başka rasyonel fonksiyona ihtiyaç duyulmaktadır. Denk. 3.5’de verilen eliptik fonksiyon filtrenin çift ve tek dereceli olma durumuna göre farklılık göstermektedir.

$$F_n(\Omega) = \begin{cases} M \frac{\prod_{t=1}^{n/2} (\Omega_t^2 - \Omega^2)}{\prod_{t=1}^{n/2} (\frac{\Omega_s^2}{\Omega_t^2} - \Omega^2)} & \text{for } n \text{ even} \\ N \frac{\Omega \prod_{t=1}^{(n-1)/2} (\Omega_t^2 - \Omega^2)}{\prod_{t=1}^{(n-1)/2} (\frac{\Omega_s^2}{\Omega_t^2} - \Omega^2)} & \text{for } n(\geq 3) \text{ odd} \end{cases} \quad (3.5)$$

Denk. 3.5’deki Ω_t ($0 < \Omega_t < 1$) ve Ω_s ($\Omega_s > 1$) kritik frekanslar olup, M ve N sabit katsayılardır. Ω_s durdurma bandında eşit dalgacıkların başladığı frekanstır ve n çift olduğunda $|F_n(\Omega_s)| = M$ olmalıdır. Bir başka deyişle, Ω_s frekansına seçicilik frekansı da denilebilir. Öyle ki, belirlenen iletim sıfırı frekanslarına göre yansıma kutupları da seçicilik frekansı ile iletim sıfırları arasında $\Omega_z = \Omega_s / \Omega_p$ bağıntısı oluşturularak hesaplanabilir. $F_n(\Omega)$ rasyonel fonksiyonu $|\Omega| \leq 1$ için ± 1 arasında salınım yapar ve $|F_n(\Omega = \pm 1)| = 1$ ’dir (Hong ve Lancaster, 2001).

Eliptik fonksiyonu oluştururken, Denk. 3.5’e göre, öncelikle yansıma ve iletim sıfırı frekansları belirlenir ve buradan filtre derecesi göz önünde bulundurularak M ve N sabitleri elde edilir. Son olarak, elde edilen karakteristik fonksiyon Denk. 3.2’ye yerleştirilerek iletim ve yansıma katsayıları elde edilir. Burada dikkat edilecek husus, M ve N sabitleri seçilirken belirlenecek Ω_s frekansıdır. Çünkü mod frekansları, iletim sıfırları ve seçicilik frekansına göre tayin edileceğinden dolayı, rasyonel fonksiyon sentezinde Ω_s ’in önemi oldukça fazladır.

Örnek olarak eliptik bir rasyonel fonksiyon Denk. 3.6’da gösterilmiştir. Dört iletim sıfırı ve dört yansıma sıfırı iki ayrı geçme bandı oluşturulacak şekilde belirlenmiştir. Ayrıca, Denk. 3.2a’da görüldüğü gibi rasyonel fonksiyonun kutupları frekans cevabında iletim sıfırlarına karşılık gelirken, Denk. 3.2b’de görüldüğü üzere rasyonel fonksiyonunun sıfırları yansıma sıfırlarını temsil etmektedir. Bu bilgiler ışığında, sentezlenen rasyonel fonksiyonun iletim sıfırları ve yansıma sıfırları Tablo 3.1’de gösterilmiştir.

$$f_n(x) = M(x_{z1} - x)(x_{z2} - x)(x_{z3} - x)(x_{z4} - x) \quad (3.6a)$$

$$f_d(x) = (x_{p1} - x)(x_{p2} - x)(x_{p3} - x)(x_{p4} - x) \quad (3.6b)$$

$$F_n(x) = \frac{f_n(x)}{f_d(x)} \quad (3.6c)$$

Tablo 3.1: Denk.3.6 yardımıyla oluşturulan saçılma parametrelerine ait iletim ve yansıma sıfırları (Alçak geçiren prototip için) (M=100)

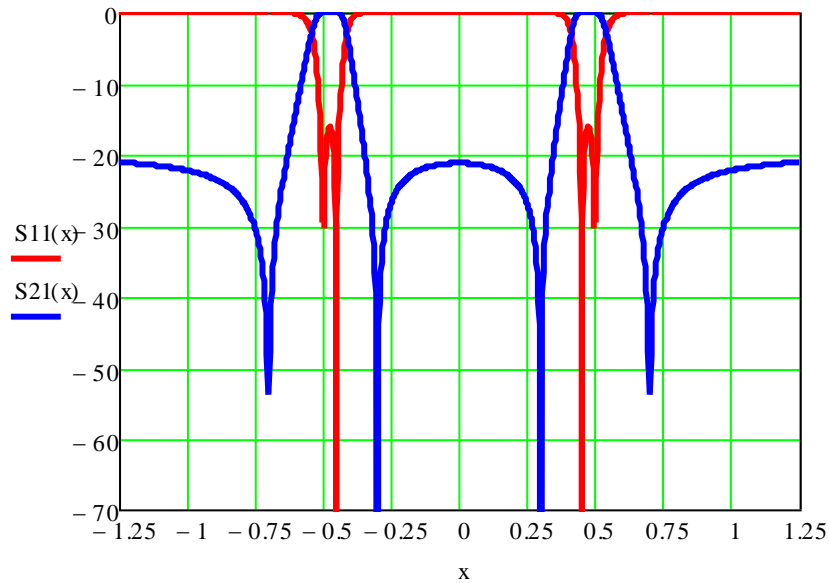
İletim Sıfırları (GHz)				Yansıma Sıfırları (GHz)			
0.7(x _{p1})	-0.7(x _{p2})	0.3(x _{p3})	-0.3(x _{p4})	0.5(x _{z1})	-0.5(x _{z2})	0.45(x _{z3})	-0.45(x _{z4})

Denk. 3.6c'yi açık bir şekilde yazacak olursak;

$$F_n(x) = \frac{100x^4 - 45.25x^2 + 5.0625}{x^4 - 0.58x^2 + 0.0441} \quad (3.7)$$

şeklinde olacaktır.

Denk. 3.7'yi Denk. 3.2a ve 3.2b'de yerine koyarak saçılma parametrelerini elde edebiliriz. Ayrıca, yansıma kaybı (R_L) bu örnek için -20 dB olarak alınmış ve buna göre ripple faktör 0.101 olarak hesaplanmıştır. Şekil 3.4'de, sentezlenen rasyonel fonksiyon sonucu elde edilen saçılma parametrelerinin grafikleri verilmiştir. Burada, saçılma parametrelerinin alçak geçiren filtre prototipine uygun olduğuna dikkat edilmelidir.

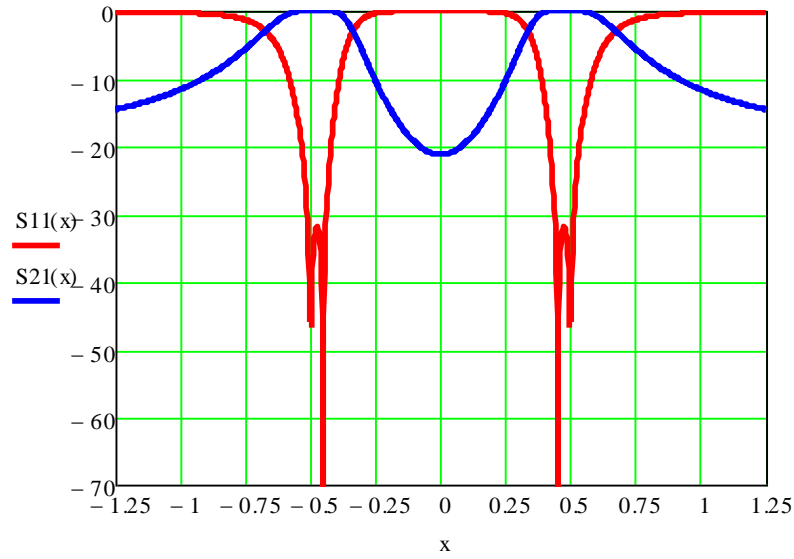


Şekil 3.4 : Denk.3.7'deki rasyonel fonksiyon ile oluşturulan eliptik fazlı filtre

Tablo 3.2: Lineer fazlı filtreye ait saçılma parametrelerinin iletim ve yansıma sıfırları (Alçak geçiren prototip için) (M=100)

İletim Sıfırları (GHz)				Yansıma Sıfırları (GHz)			
$j0.7(x_{p1})$	$-0.7j(x_{p2})$	$0.3j(x_{p3})$	$-0.3j(x_{p4})$	$0.5(x_{z1})$	$-0.5(x_{z2})$	$0.45(x_{z3})$	$-0.45(x_{z4})$

Şekil 3.4'den görüldüğü gibi her iki bant için ikişer iletim sıfırı reel frekanslarda ortaya çıkmış ve böylece eliptik fazda bir filtre tasarlanmıştır. İletim sıfırlarının imajiner frekanslarda yer alması filtrenin karakteristiğini eliptik fazdan lineer faza geçirecektir. Lineer fazda bir filtre tasarımı da Şekil 3.5'de verilmiştir. Bu frekans cevabının oluşturulması için gerekli olan iletim ve yansıma sıfırları da Tablo 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.5 : Denk.3.7'deki rasyonel fonksiyon ile oluşturulan lineer fazlı filtre

3.2 Hurwitz Faktörizasyonu

Bilindiği gibi Hurwitz faktörizasyonu, mutlak değer içindeki bir fonksiyonun karesinin, kendisi ile kompleks konjügesinin çarpımına eşit olacağını ifade eder (Denk. 3.8).

$$|f(s)|^2 = f(s)f^*(s) \quad (3.8)$$

Bu bölümde, saçılma parametrelerini polinomlara ayırmak için Denk. 3.6a ve 3.6b'dan yararlanılarak yansıma ve iletim katsayılarına ait kutup ve sıfır frekanslarına erişilecek ve daha sonra Hurwitz faktörizasyonu uygulanacaktır.

$$\epsilon^2 f_n^2(s) = 0 \quad (3.9a)$$

$$f_d^2(s) = 0 \quad (3.9b)$$

$$\epsilon^2 f_n^2(s) + f_d^2(s) = 0 \quad (3.9c)$$

Denk. 3.9a, 3.9b ve 3.9c'de yansıma ve iletim katsayılarına ait sıfır ve kutupları bulmak için gerekli denklemler verilmiştir. Bu denklemlerin çözümünden elde edilen sonuçlar Tablo 3.2'de verilmiştir. Bu denklemler, Denk. 3.6'nın Denk. 3.2'de yerine konmasıyla elde edilmiştir.

Yukarıdaki denklemlerdeki s değişkeni, fonksiyonun s domeninde tanımlı olduğunu belirtir ve $s=jw$ olduğu bilgisi göz önünde bulundurulmalıdır.

Tablo 3.3 : Denk. 3.9'dan elde edilen sonuçlar

	İletim Katsayısı (S_{21})	Yansıma Katsayısı (S_{11})
Sıfırlar (z)	-j0.3, j0.7	j0.5, -j0.45
Kutuplar (p)	-0.041 + j0.53, -0.03 + j0.43	-0.041 + j0.53, -0.03 + j0.43

z_{s11} ve z_{s21} sırasıyla yansıma ve iletim sıfırlarını temsil ederken, p_{s11} ve p_{s21} yansıma ve iletim kutuplarını belirtmektedir. Ayrıca, Tablo 3.3'den de görüldüğü gibi kutuplar iletim ve yansıma katsayılarında aynıdır. Bu durum, Denk. 3.2'deki iletim ve yansıma katsayılarının denominator terimlerinin aynı olduğuna bakılarak anlaşılabilir.

Saçılma parametrelerine Hurwitz faktörizasyonu uygulamak için öncelikle yansıma ve iletim katsayılarını bulunan sıfır ve kutup frekansları ile fonksiyon halinde yazmak gereklidir.

$$s_{11h} = \frac{s_{11}n_h}{\epsilon_{11}s_{11}d_h} \quad (3.10a)$$

$$s21_h = \frac{s21n_h}{\epsilon_{21}s21d_h} \quad (3.10b)$$

Denk. 3.10'da iletim ve yansıma katsayılarının Hurwitz faktörizasyonu ile elde edilecek olan numeratör ve denomatör fonksiyonları ile ilişkisi verilmiştir. Burada, ϵ_{11} ve ϵ_{21} normalizasyon için gerekli ripple faktörleridir. Öyle ki, Hurwitz faktörizasyonu ile elde edilecek olan saçılma parametrelerinde numeratör ve denomatör kısımları kökler bulunurken değişim göstereceğinden bu normalizasyona ihtiyaç duyulmaktadır. Denk. 3.11'de bu terimlerin karşılığı verilmiştir.

$$\epsilon_{21} = \frac{\sqrt{\epsilon^2 M^2 + 1}}{\epsilon M} \quad (3.11a)$$

$$\epsilon_{21} = \sqrt{\epsilon^2 M^2 + 1} \quad (3.11b)$$

Buradan ϵ_{11} ve ϵ_{21} sırasıyla 10.1 ve 0.005 olarak hesaplanmıştır. Ayrıca, Denk. 3.10a ve 3.10b'de verilen $s11n_h$, $s11d_h$, $s21n_h$, $s21d_h$ terimleri Denk. 3.12'de izah edilmiştir.

$$s11n_h(s) = (s + zs11_1)(s - zs11_1)(s + zs11_2)(s - zs11_2) \quad (3.12a)$$

$$s21n_h(s) = (s + zs21_1)(s - zs21_1)(s + zs21_2)(s - zs21_2) \quad (3.12b)$$

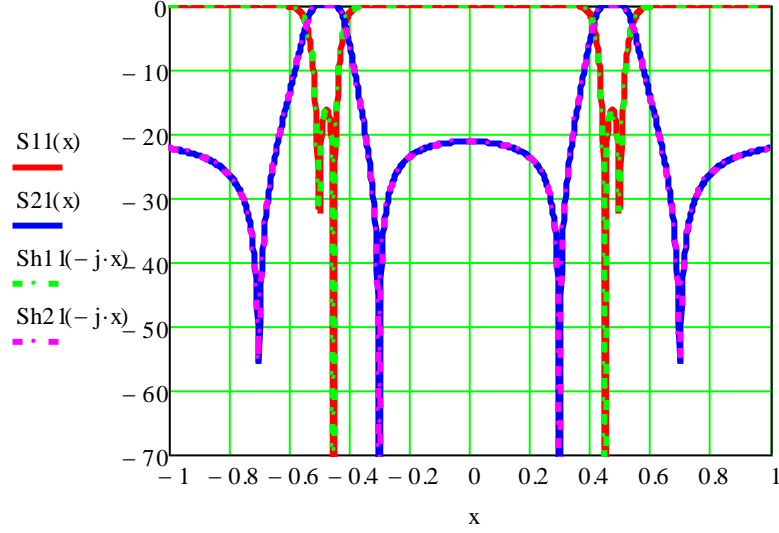
$$s11d_h(s) = [(s - Re(ps11_1))^2 + Im(ps11_1)^2][(s - Re(ps11_2))^2 + Im(ps11_2)^2] \quad (3.12c)$$

$$s21d_h(s) = s11d_h(s) \quad (3.12d)$$

Denk. 3.12'ye Tablo 3.3'deki değerlerin yerleştirilmesinin ardından, saçılma parametrelerinin Denk. 3.13'de gösterildiği gibi Hurwitz faktörizasyonuna göre yazılması suretiyle elde edilen iletim ve yansıma katsayıları Şekil 3.6'da grafiğe dökülmüş ve rasyonel fonksiyon kullanılarak elde edilen saçılma parametreleriyle karşılaştırılmıştır.

$$Sh21(s) = 10 \log (|s21_h(s)s21_h(-s)|) \quad (3.13a)$$

$$Sh11(s) = 10 \log (|s11_h(s)s11_h(-s)|) \quad (3.13b)$$



Şekil 3.6 : Hurwitz Faktörizasyonu Sonucu Elde Edilen Saçılma Parametrelerinin Rasyonel Fonksiyon ile elde edilen sonuçlarla Karşılaştırılması

3.3 Saçılma Parametreleri Polinomları ve Kuplaj Matrisi Oluşturulması

Saçılma parametrelerine ait polinomlar, Hurwitz faktörizasyonu yapılırken iletim ve yansıma katsayılarına ait fonksiyonlardan elde edilir (Cameron, 1999). Cameron'un 1999 ve 2003'te yaptığı çalışmalarda, Chebyshev filtreleme fonksiyonlarından admittans matrisini türetmiştir.

Bu tez çalışmasında, Chebyshev polinomlarının yerine rasyonel fonksiyon iletim sıfırları ve yansıma kutuplarının belirlenmesi suretiyle oluşturularak ve ripple faktör normalize edilerek iletim ve yansıma katsayıları polinomlara ayrılacaktır. Literatürde rasyonel fonksiyonun iletim sıfırları ve yansıma kutuplarından oluşturulmasına dair çalışmalar mevcuttur (Lenoir ve diğ., 2006).

$$F(s) = s_{11}n_h = s^4 + 0.45s^2 + 0.051 \quad (3.14a)$$

$$P(s) = s_{21}n_h = s^4 + 0.58s^2 + 0.0441 \quad (3.14b)$$

$$E(s) = s_{11}d_h = w^4 + 0.15w^3 + 0.46w^2 + 0.03w + 0.051 \quad (3.14c)$$

Denk. 3.14'de saçılma parametrelerinin polinomları açık bir şekilde gösterilmiştir. Admittans matrisi bu polinomlar vasıtasıyla Cameron'un 2003'teki çalışması referans gösterilerek türetilebilir. Bu çalışmadaki 5. Denkleme göre, 1Ω 'luk kaynak-yük sonlandırılmalı karşılıklı bir mikrodalga devresi için admittans fonksiyonları Denk. 15'de verilmiştir.

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{n_1(s)}{m_1(s)} \quad (3.15)$$

ve N çift olması durumunda;

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{\left(\frac{P(s)}{\epsilon}\right)}{m_1(s)} \quad (3.16a)$$

$$y_{22}(s) = \frac{y_{22n}(s)}{y_d(s)} = \frac{m_1(s)}{n_1(s)} \quad (3.16b)$$

N tek olduğu durumda ise;

$$y_{21}(s) = \frac{y_{21n}(s)}{y_d(s)} = \frac{\left(\frac{P(s)}{\epsilon}\right)}{n_1(s)} \quad (3.17)$$

Bu denklemlerdeki $m_1(s)$ ve $n_1(s)$ polinomları Denk.18'de gösterilmektedir.

$$m_1(s) = Re(e_0 + f_0) + jIm(e_1 + f_1)s + Re(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (3.18a)$$

$$n_1(s) = jIm(e_0 + f_0) + Re(e_1 + f_1)s + jIm(e_2 + f_2)s^2 + \dots \quad (3.18b)$$

Bu denklemlerdeki e_i ve f_i katsayıları sırasıyla $E(s)$ ve $F(s)/\epsilon_{11}$ polinomlarının $i=0,1,2,\dots,N$ için kompleks katsayılarıdır. Buradan elde edilen e ve f katsayıları Denk. 19'da verilmiştir.

$$f = \begin{bmatrix} 0.0504 \\ 0 \\ 0.045 \\ 0 \\ 0.995 \end{bmatrix} \quad e = \begin{bmatrix} 0.0505 \\ 0.035 \\ 0.466 \\ 0.154 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Denk. 3.19'daki gerekli e ve f değerleri Denk. 3.18a ve 3.18b'de yerlerine koyularak tekrar düzenlendiğinde;

$$m_1(s) = 1.99s^4 + 0.915s^2 + 0.101 \quad (3.20a)$$

$$n_1(s) = 0.154s^3 + 0.035s \quad (3.20b)$$

şeklinde elde edilir. Admittans fonksiyonunun pay ve payda polinomları Denk. 3.21'de Cameron'un 1999'da yaptığı çalışmanın 18. denklemine göre elde edilmiştir.

$$Y_n(s) = \epsilon_{11}E(s) - F(s) \quad (3.21a)$$

$$Y_d(s) = \epsilon_{11}E(s) + F(s) \quad (3.21b)$$

Admittans matrisini elde etmek için verilen Denk. 3.22, Cameron'un 2003'teki çalışmasındaki 6 numaralı denklemdir.

$$\begin{aligned}
 [Y_N] &= \begin{bmatrix} y_{11}(s) & y_{12}(s) \\ y_{21}(s) & y_{22}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{y_d(s)} \begin{bmatrix} y_{11n}(s) & y_{12n}(s) \\ y_{21n}(s) & y_{22n}(s) \end{bmatrix} \\
 &= j \begin{bmatrix} 0 & K_0 \\ K_0 & 0 \end{bmatrix} + \sum_{k=1}^N \frac{1}{(s-j\lambda_k)} \begin{bmatrix} r_{11k} & r_{12k} \\ r_{21k} & r_{22k} \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Burada, $y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$ polinomlarının numeratör ve denomenatör kısımları bilindiği için, rezidüleri olan r_{21k} ve r_{22k} , kısmi kesir genişlemesi yardımıyla bulunabilir. Bunun yanında, hem $y_{21}(s)$ hem de $y_{22}(s)$ için ortak denomenatör polinomu olan $y_d(s)$ 'in kökleri bulunarak sistemin saf reel özdeğerleri olan λ_k elde edilebilir.

Denk. 3.22'deki K_0 değeri reel bir sabit olup, filtreleme fonksiyonunun reel frekanslardaki iletim sıfırlarının filtre derecesine eşit olduğu tam kanonik durum dışında sıfırdır. Buna göre, bu çalışmadaki K_0 değeri, iletim sıfırlarının filtre derecesine (N=4) eşit olduğu için sıfır değildir.

$$K_0 = \frac{y_{21n}(\infty)}{y_{22d}(\infty)} \tag{3.23}$$

Admittans matrisindeki $y_{21}(s)$ ve $y_{22}(s)$ fonksiyonlarının numeratör ve denomenatör polinomları Denk. 3.24'de verilmiştir.

$$y_{21n}(s) = \frac{jP(s)}{\epsilon_{21}} = 0.099s^4 + 0.057s^2 + 0.0043 \tag{3.24a}$$

$$y_{22n}(s) = n_1(s) = 0.154s^3 + 0.035s \tag{3.24b}$$

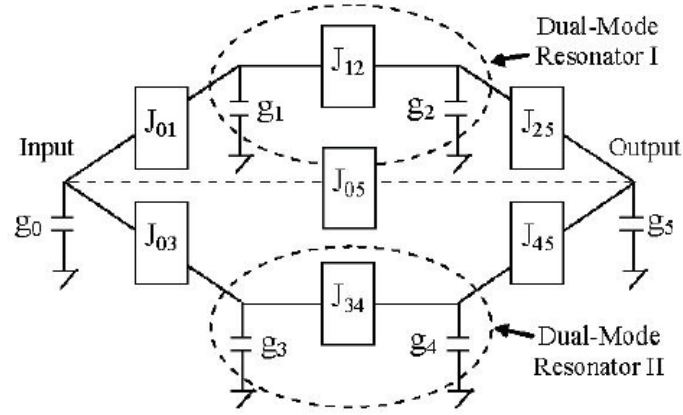
$$y_{22d}(s) = m_1(s) = 1.99s^4 + 0.915s^2 + 0.101 \tag{3.24c}$$

Denk. 3.23'e göre, sonsuz frekanslardaki ($s=j\infty$) $y_{21n}(s)$ ve $y_{22d}(s)$ polinomlarının oranı K_0 sabitini ortaya çıkarmaktadır. Buna göre, Denk. 3.24a ve 3.24c'nin en yüksek dereceli katsayılarının oranı L'Hospital kanununa göre K_0 'ı 0.05 olarak verecektir.

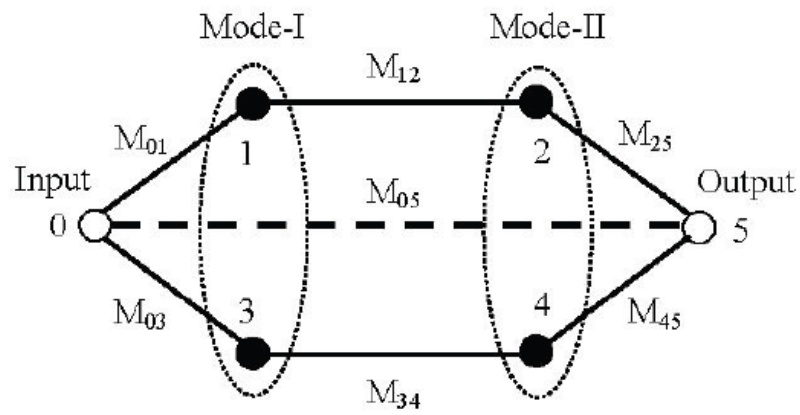
Sisteme ait özdeğer matrisi, λ_k , rezidüleri ve özvektörleri Tablo 3.4'de verilmiştir.

Tablo 3.4: Filtreleme Fonksiyonlarına ait Rezidüler, Özdeğerler ve Özvektörler

K	Özdeğerler	Rezidüler		Özvektörler	
	λ_k	r_{21k}	r_{22k}	$T_{Nk} = \sqrt{r_{22k}}$	$T_{1k} = \frac{r_{21k}}{\sqrt{r_{22k}}}$
1	-0.525	-0.0204	0.0204	0.143	-0.143
2	0.525	0.0204	0.0204	0.143	0.143
3	-0.428	0.0181	0.0181	0.134	0.134
4	0.428	-0.0181	0.0181	0.134	-0.134



(a)



(b)

Şekil 3.7 : Çift Modlu Çift Bantlı Bant Geçiren Filtre İçin a) Eşdeğer Devre Modeli
b) Kuplaj Şeması

Şekil 3.7’de çift modlu çift bantlı bant geçiren filtre için eşdeğer devre modeli ve kuplaj şeması gösterilmiştir (Görür ve Karpuz, 2007). Şekil 3.7a’da her bir rezonatörün eşdeğer devre modelinin giriş-çıkış ve rezonatörler arasındaki bağlantılar gösterilirken, Şekil 3.7b’de giriş ve çıkış arasında her bir rezonatöre ait modlar kuplaj diyagramına dökülmüştür. Ayrıca Şekil 3.7b’de kuplaj matrisi elemanları da gösterilmiştir.

Tablo 3.4’de bulunan değerlerin kullanılarak kuplaj matrisinin oluşturulma aşamaları Denk. 3.25’de verilmiştir (Cameron, 1999).

$$\lambda_x = \text{diag}(\lambda_k) \quad (3.25a)$$

$$\Lambda = [T_{1k} \ \lambda_x \ T_{Nk}] \quad (3.25b)$$

$$M_x = \begin{bmatrix} T_{1k} \\ \Lambda \\ T_{Nk} \end{bmatrix} \quad (3.25c)$$

Denk. 3.25a’da Tablo 3.4’de verilen özdeğerler diyagonal forma sokulmuş ve λ_x ile ifade edilmiştir. Denk.3.25b’de, özvektörler ile λ_x birleştirilerek yeni bir matris oluşturulmuş ve bu matrisin Denk.3.25c’de kullanılmasıyla kuplaj matrisi oluşturulmuştur. Oluşturulan yapı doğrudan kaynak-yük kuplajına sahip olduğu için M_{x05} ve M_{x50} değerlerine Denk. 3.23’de hesaplanan K_0 değeri atanmıştır. Buna göre, dönüşüm işlemleri yapılmadan önce elde edilen kuplaj matrisi Şekil. 3.8’de verilmiştir.

$$M_x = \begin{pmatrix} 0 & 0.14296 & -0.14296 & -0.13437 & 0.13437 & 0.04963 \\ 0.14296 & -0.52474 & 0 & 0 & 0 & 0.14296 \\ -0.14296 & 0 & 0.52474 & 0 & 0 & 0.14296 \\ -0.13437 & 0 & 0 & -0.42866 & 0 & 0.13437 \\ 0.13437 & 0 & 0 & 0 & 0.42866 & 0.13437 \\ 0.04963 & 0.14296 & 0.14296 & 0.13437 & 0.13437 & 0 \end{pmatrix}$$

Şekil 3.8 : Orjinal Kuplaj Matrisi

Şekil 3.8’de verilen kuplaj matrisi kaynak-yük kuplaj şemasına göre oluşturulduğu için ilk satır ve sütunlar source (S) ve son satır ve sütunlar da load (L) olarak adlandırılır.

Şekil 3.8’de gösterilen kuplaj matrisini daha uygun forma sokmak ve pratiklik kazandırmak için dönüşüm formülleri uygulanması gerekmektedir (Cameron, 2003). Bu tez çalışmasında bahsedilen çift modlu çift bantlı filtrelerin iki ayrı geçme bandında toplam dört ayrı yansıma kutbuna sahip olması filtre derecesinin 4 olduğunu gösterir.

Bir filtreye uygulanması gereken dönüşüm sayısı olabildiğince az olmalıdır ve Cameron’un 1999’daki çalışmasına dayanarak yapılabilir. Bu tez çalışmasındaki dönüşümler, Şekil 3.7b’deki kuplaj diyagramı ve Denk. 3.26’daki dönüşüm denklemleri göz önünde bulundurularak gerçekleştirilir.

$$M_r = R_r M_{r-1} R_r^T \quad (3.26a)$$

$$R_{ii} = R_{jj} = \cos(\theta_r) \quad (3.26b)$$

$$R_{ji} = -R_{ij} = \sin(\theta_r) \quad (3.26c)$$

Bu denklemlerdeki R matrisi rotasyon matrisini, Θ_r açısı rotasyon açısını, r sayısı dönüşüm numarasını ve i ile j rotasyon matrisine ait pivotları temsil etmektedir. Tablo 3.5’de pivot elemanlar, yok edilecek elemanlar ve benzerlik açılarına dönüşüm numaralarına göre gösterilmektedir.

Tablo 3.5: Dönüşüm formülleri

Dönüşüm Numarası, r	Pivot [i, j]	Yok edilecek eleman	$\Theta_r = \tan^{-1}(cM_{kl}/M_{mn})$				
			k	L	m	n	C
1	[3, 4]	M_{S4}	S	4	S	3	-1
2	[1, 2]	M_{S2}	S	2	S	1	-1

Tablo 3.5’deki dönüşümler Denk. 3.26’daki dönüşüm denklemleri göz önünde bulundurularak gerçekleştirilir. Bu tablodan görüldüğü gibi iki dönüşüm sonucunda toplam iki adet matris ortaya çıkacaktır ve ikinci dönüşüm sonrasında elde edilen matris nihai kuplaj matrisi olacaktır (Cameron, 2003). Tablo 3.5’deki dönüşümlerin orijinal kuplaj matrisine (Mx) uygulanması sonucunda elde edilen matrisler Şekil 3.9’da gösterilmektedir. Kuplaj matrisinden elde edilecek frekans cevabı için, tüm dönüşüm işlemleri sonucunda elde edilen matris (ME) kullanılacaktır.

$$M1 = \begin{pmatrix} 0 & 0.14296 & -0.14296 & -0.19002 & 0 & 0.04963 \\ 0.14296 & -0.52474 & 0 & 0 & 0 & 0.14296 \\ -0.14296 & 0 & 0.52474 & 0 & 0 & 0.14296 \\ -0.19002 & 0 & 0 & 0 & -0.42866 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.42866 & 0 & 0.19002 \\ 0.04963 & 0.14296 & 0.14296 & 0 & 0.19002 & 0 \end{pmatrix}$$

(a)

$$ME = \begin{pmatrix} 0 & 0.20218 & 0 & -0.19002 & 0 & 0.04963 \\ 0.20218 & 0 & -0.52474 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.52474 & 0 & 0 & 0 & 0.20218 \\ -0.19002 & 0 & 0 & 0 & -0.42866 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.42866 & 0 & 0.19002 \\ 0.04963 & 0 & 0.20218 & 0 & 0.19002 & 0 \end{pmatrix}$$

(b)

Şekil 3.9 : Dönüşümler sonucu elde edilen kuplaj matrisleri a) 1. dönüşüm b) 2. dönüşüm (nihai kuplaj matrisi)

3.4 Kuplaj Matrisinden Frekans Cevabı Elde Etme

Kaynak-yük kuplajlı 4.dereceden bir filtre düşünüldüğünde, saçılma parametreleri Denk. 3.27'deki formüller ile hesaplanır (Hong ve Lancaster, 2001).

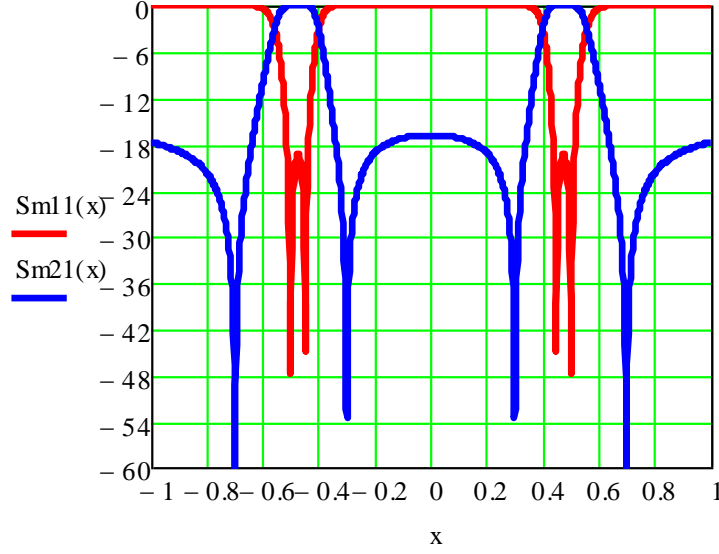
$$S_{21} = 2 \frac{1}{\sqrt{q_{e1}q_{eN}}} [A]_{N1}^{-1} \quad (3.27a)$$

$$S_{11} = \pm \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} [A]_{11}^{-1} \right) \quad (3.27b)$$

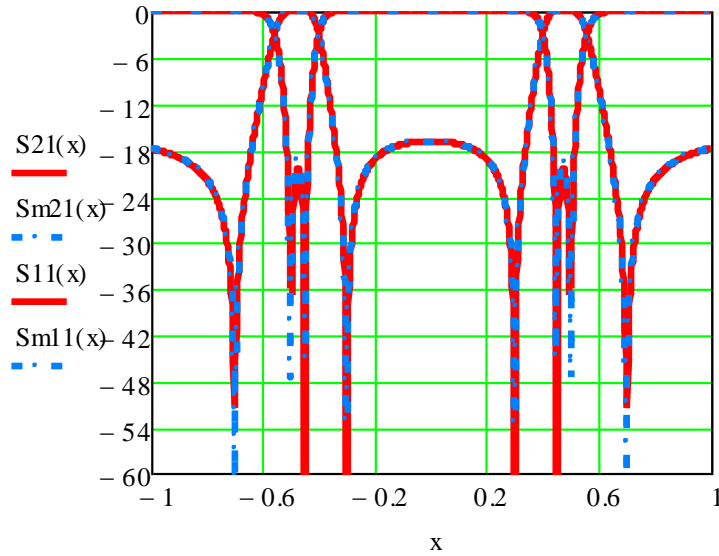
$$[A] = [q] + p[I^1] - j[M] \quad (3.27c)$$

Bu denklemlerdeki, [q] matrisi $q_{11}=1/q_{e1}$ ve $q_{NN}=1/q_{eN}$ dışında tüm elemanları sıfır olan bir kare matris, p elemanı $j\omega$ ile tanımlı frekans değişkeni ve [I¹] ilk ve son elemanı sıfır olan birim matrisi temsil etmektedir.

Sonuç olarak, Şekil 3.9b'de verilen kuplaj matrisine ait saçılma parametreleri Şekil 10'da verilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi orjine göre simetrik iki adet geçme bandı oluşturulmuş eliptik fazlı bir filtre ortaya konmuştur. Kuplaj matrisinden elde edilen frekans cevabının rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevabı ile aynı grafik üzerinde karşılaştırılması Şekil 3.11'de gösterilmiştir.



Şekil 3.10 : Kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametreleri



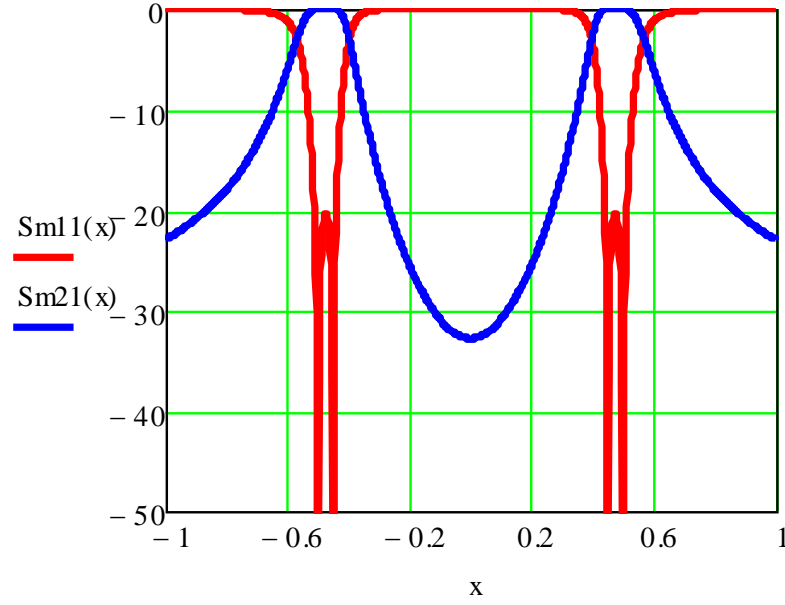
Şekil 3.11 : Kuplaj matrisi ve rasyonel fonksiyondan elde edilen frekans cevaplarının karşılaştırılması (S11, S21: Rasyonel Fonksiyon; Sm11, Sm21: Kuplaj Matrisi)

Buraya kadar elde edilen kuplaj matrisi her iki geçme bandında eliptik karakteristik gösteren filtre için hesaplanmıştır.

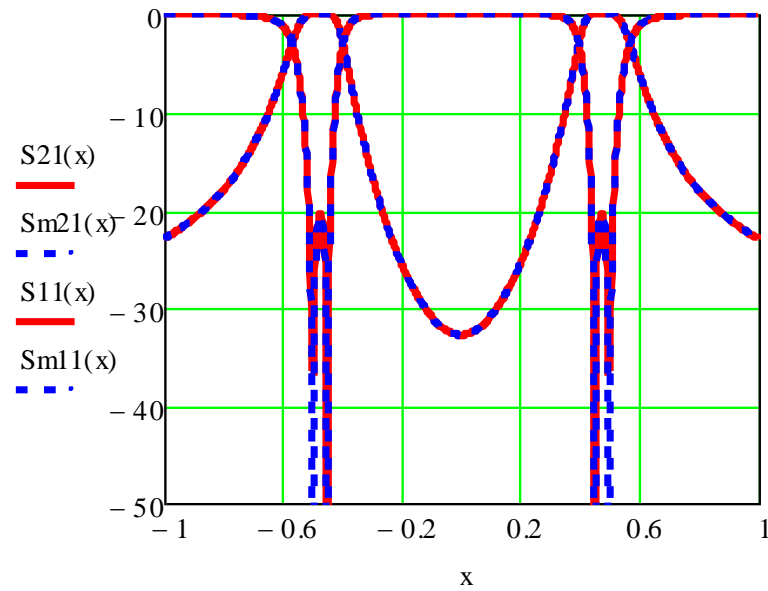
Lineer fazlı bir filtre için rasyonel fonksiyon tanımlanırken iletim sıfırlarının imajiner frekanslarda alınması gerektiği önceki bölümlerde anlatılmıştı. Lineer fazlı filtreler için kuplaj matrisi aynı yöntemle hesaplanır. Şekil 3.5’de verilen filtre her iki geçme bandında da lineer karakteristik gösterirken, bu filtreye ait kuplaj matrisi Şekil 3.12’de verilmiştir. Rasyonel fonksiyonda M, 380 olarak alınmıştır.

$$ML = \begin{pmatrix} 0 & -0.2503671 & 0 & 0.2190784 & 0 & 0.0130897 \\ -0.2503671 & 0 & -0.5381439 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.5381439 & 0 & 0 & 0 & 0.2503671 \\ 0.2190784 & 0 & 0 & 0 & -0.4180952 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.4180952 & 0 & 0.2190784 \\ 0.0130897 & 0 & 0.2503671 & 0 & 0.2190784 & 0 \end{pmatrix}$$

Şekil 3.12 : Şekil 3.5’de verilen lineer fazlı filtreye ait kuplaj matrisi



(a)

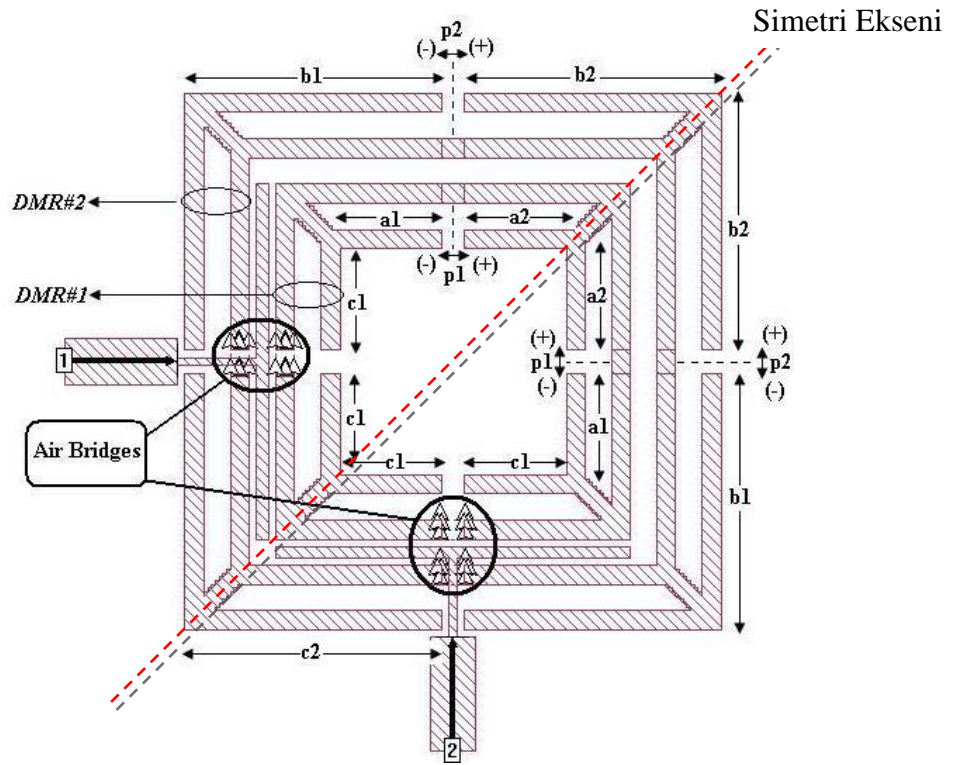


(b)

Şekil 3.13 : Lineer fazlı çift bantlı filtre için saçılma parametreleri a) Kuplaj matrisinden elde edilen b) Rasyonel fonksiyonla karşılaştırma

4. ÇİFT MODLU ÇİFT BANTLI BANT GEÇİREN FİLTRE TASARIMI

Bu bölüme kadar önerilen rezonatör topolojisinin ve frekans cevabının teorik analizi çift-tek mod empedans analizi yapılarak ve kuplaj matrisi sentezlenerek gerçekleştirildi. Önerilen rezonatör topolojisi açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarına sahip bir kare halka rezonatör olduğu için oldukça kompakt bir yapıya sahiptir. Bu bölümde, önerilen rezonatör topolojisi iki farklı boyutta ve uygun kuplajda iç içe yerleştirilerek çift modlu çift bantlı bant geçiren mikroşerit filtre tasarlanmaktadır. Böylece, dış tarafta bulunan rezonatörün kompakt yapısı korunur ve iki ayrı kontrol edilebilir geçme bandı oluşturulur. Rezonatörlerin iç içe yerleştirilmesi için bir köprüye ihtiyaç duyulmuş ve iç içe yerleştirilen kare halka rezonatörler bu hava köprüleri sayesinde tamamlanabilmiştir. Giriş ve çıkış portlarından çıkarılan tek bir besleme hattı her iki rezonatörü de beslemektedir. Şekil 4.1’de tasarlanan çift bantlı filtre yapısı gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : Tasarlanan çift modlu çift bantlı bant geçiren mikroşerit filtre yapısı

4.1 Tasarım Prosedürü

Şekil 4.1'deki rezonatörlerden ikinci geçme bandını oluşturan iç taraftaki rezonatör DMR#1, birinci geçme bandını oluşturan dış taraftaki rezonatör ise DMR#2 olarak adlandırılmıştır. DMR#1, DMR#2'den daha küçük boyutlara sahip olduğu için, $c=\lambda f$ bağıntısına göre daha yüksek frekanslarda rezonans oluşturacaktır. Bu yapının literatürdeki çift modlu rezonatörlere göre avantajı ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmamış olmasıdır. Öyle ki, dejenere mod uyarımı yan hatlardaki varyasyonlar sayesinde gerçekleştirilmektedir. Rezonatörlerdeki yan hatlar, minyatürizasyonu sağlama görevlerinin dışında pertürbasyon elemanı olarak da görev yapmaktadır. Buna göre, kare halka rezonatörlerin dört köşesinde de pertürbasyon elemanı olduğu düşünülebilir. Bilindiği gibi, pertürbasyon elemanlarının birbirlerine göre durumlarının frekans cevabına ne tür etkilerde bulunacağına literatürdeki çalışmalardan ulaşılabılır (Görür, 2004).

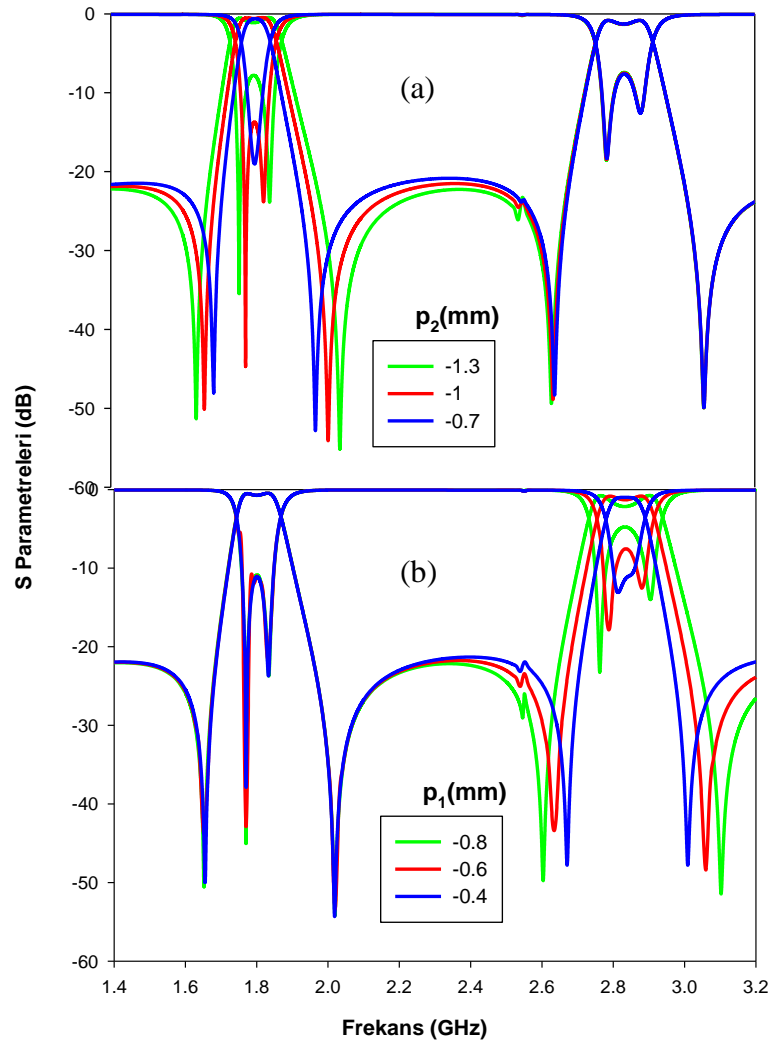
Bu tez çalışmasındaki filtre yapısı göz önüne alındığında, a_1 ve b_1 uzunluklarının sırasıyla a_2 ve b_2 uzunluklarından küçük olması rezonatörlerde yarık pertürbasyon elemanı olarak görev alması indüktif etki oluşturmakta ve böylece iletim sıfırlarının imajiner frekanslarda yer almasına imkan vermektedir. İletim sıfırlarının reel ekseninde yer almasını sağlamak için, simetri ekseninde bir kapasitif etki yaratılması, bunun için de pertürbasyon elemanının bir yama ile oluşturulması gerektiği mevcut çalışmalardan bilinmektedir (Wolff, 1972, Görür, 2002 ve 2004, Karpuz ve Görür, 2007, Baik ve diğ., 2009, Wang ve diğ., 2010).

İki geçme bandının farklı rezonatörlerle oluşturulması geçme bantlarının birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesine olanak sağlamaktadır. Şekil 4.1'de p_1 ve p_2 ile gösterilen pertürbasyon boşluklarının hareket ettirilmesiyle iletim sıfırlarının ve mod frekanslarının yerleri ayarlanabilmektedir. Bunun yanında, p_1 ve p_2 'nin negatif (-) yönlü hareketi frekans cevabında eliptik karakteristik ortaya çıkarırken, pozitif (+) yönlü hareketi ise lineer karakteristik ortaya çıkarmaktadır. Dikkat edilmelidir ki, p_1 ve p_2 negatif yönde hareket ettirildiğinde $b>a$, pozitif yönde hareket ettirildiğinde ise $b<a$ koşullarının ortaya çıkması filtredeki eliptik veya lineer faz oluşumuna farklı bir bakış açısıyla yaklaşılmasını sağlamaktadır. Böylece, birinci ve ikinci geçiş bantları için sırasıyla, eliptik-eliptik, eliptik-lineer, lineer-eliptik ve lineer-lineer fazlarına sahip filtreler tasarlanabilecektir.

Tüm simülasyonlar için pertürbasyon boşlukları 0.6 mm, DMR#1'in bir kenarı 9.4 mm, DMR#2'nin bir kenarı 14.2 mm'dir. Ayrıca, Şekil 4.1'de gösterilen boyutlardan $c_1=2.7$ mm, $c_2= 6.8$ mm'dir.

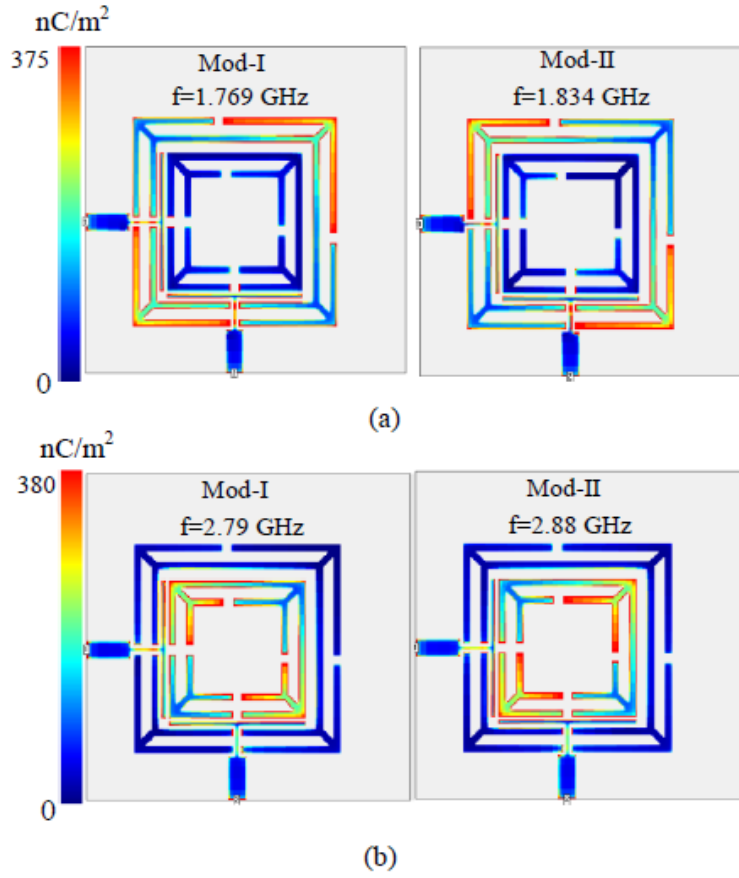
4.1.1 Eliptik-eliptik fazlarında geçme bantlarına sahip filtre

Bir önceki kısımda bahsedildiği üzere her iki geçme bandında eliptik faz oluşturabilmek için p_1 ve p_2 pertürbasyon aralıklarının negatif yönde olmaları gereklidir. Bu sayede, kapasitif etki oluşturularak iletim sıfırlarının reel frekanslarda oluşmasına izin verilir. Şekil 4.2'de, birinci ve ikinci geçme bantları için mod frekanslarının ve iletim sıfırlarının p_1 'in hareketi ile değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.2 : Mod frekanslarının ve iletim sıfırlarının pertürbasyon aralıklarının pozisyonlarına göre değişimi a) 1. Geçme bandı b) 2. Geçme bandı

Şekil 4.2a'dan görüldüğü gibi pertürbasyon aralığının pozisyonu (-) 0.7 mm iken dejenere mod uyarımı gerçekleşmemiş ve çakışık iki mod tek bir mod gibi gözükmiştir. Pertürbasyon aralığı pozisyonunun negatif yönde ilerlemesi mod ayrışımını tetiklemektedir. Ayrıca, iletim sıfırı frekansları da mod ayrışımıyla doğru orantıda değişerek gitgide birbirinden uzaklaşmaktadır. İkinci geçme bandında da mod ayrışımı ve iletim sıfırı frekanslarında aynı karakteristikler görülmektedir (Şekil 4.2b). İkinci geçme bandı için, pertürbasyon pozisyonu (-) 0.4 mm iken dejenere modlar ayrılmaya başlamıştır.



Şekil 4.3 : Eliptik fazlı geçme bantlarının mod frekanslarına ait yük dağılımları

Şekil 4.3'de eliptik-eliptik fazlı filtrenin yük dağılımları mod frekanslarında incelenmiştir. Bu yük dağılımları, p_1 ve p_2 'nin sırasıyla (-) 0.6 mm ve (-) 1.1 mm olduğu tasarım için gerçekleştirilmiştir. Şekil 4.3a'da birinci geçme bandına ait mod frekanslarında (1.769 GHz ve 1.834 GHz) elde edilmiş yük dağılımları gösterilirken, Şekil 4.3b'de ise ikinci geçme bandına ait mod frekanslarında (2.79 GHz ve 2.88 GHz) elde edilen yük dağılımı simülasyonları gösterilmektedir. Bu şekle göre, birinci modda DMR#2'nin sol alt ve sağ üst köşelerinde, ikinci mod frekansında ise sol üst ve sağ alt köşelerde yük dağılımı yoğunlaşmaktadır. İkinci geçme bandını oluşturan

DMR#1’de, birinci mod frekansında rezonatörün sol üst ve sağ alt köşelerinde, ikinci mod frekansında ise rezonatörün sol alt ve sağ üst köşelerinde yük dağılımı yoğunlaşmıştır (Karpuz ve Görür, 2010). Sentezlenen kuplaj matrisi Şekil 4.4a’da gösterilmiştir.

$$ME = \begin{pmatrix} 0 & 0.18403 & 0 & -0.21138 & 0 & 0.08808 \\ 0.18403 & 0 & -0.58705 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.58705 & 0 & 0 & 0 & 0.18403 \\ -0.21138 & 0 & 0 & 0 & -0.47518 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.47518 & 0 & 0.21138 \\ 0.08808 & 0 & 0.18403 & 0 & 0.21138 & 0 \end{pmatrix}$$

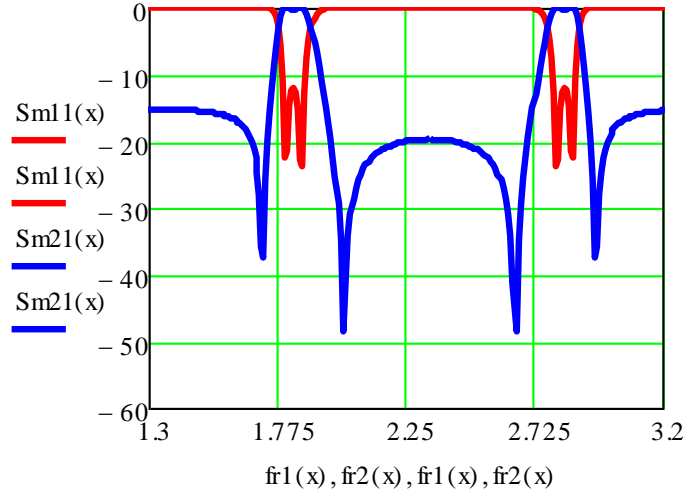
Şekil 4.4 : Tasarlanan eliptik fazlı geçme bantlarına sahip filtreye ait kuplaj matrisi

Bu kuplaj matrisi, alçak geçiren filtre prototipi için hesaplanmış olup bant geçiren filtre için Denk. 4.1’de verilen frekans dönüşümlerine ihtiyaç duyulmaktadır (Hong ve Lancaster, 2000). Frekans değişkeni w , merkez frekansı w_0 ve kesirsel bant genişliği FBW olan bant geçiren filtrenin frekans cevabı Denk. 4.1a’da gösterilen frekans dönüşümüyle elde edilebilir. Buna göre, bant geçiren filtrenin iletim sıfırları Denk. 4.1b ve 4.1c’deki formüller vasıtasıyla hesaplanabilir.

$$\Omega = \frac{1}{FBW} \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \quad (4.1a)$$

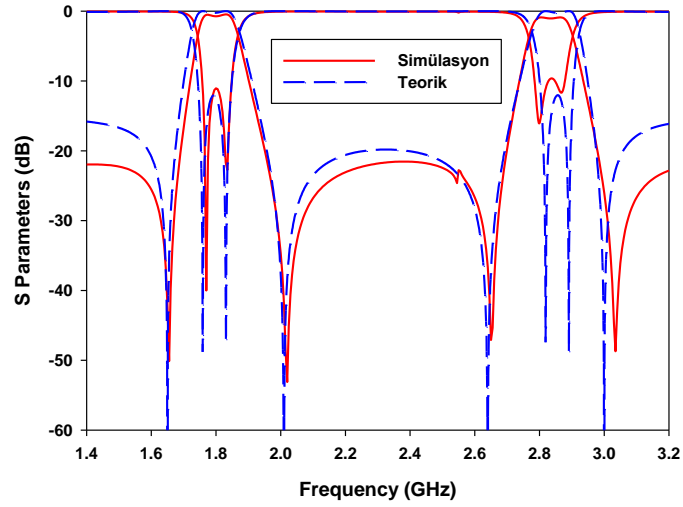
$$w_{a1} = w_0 \frac{-\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (4.1b)$$

$$w_{a2} = w_0 \frac{\Omega_a FBW + \sqrt{(\Omega_a FBW)^2 + 4}}{2} \quad (4.1c)$$



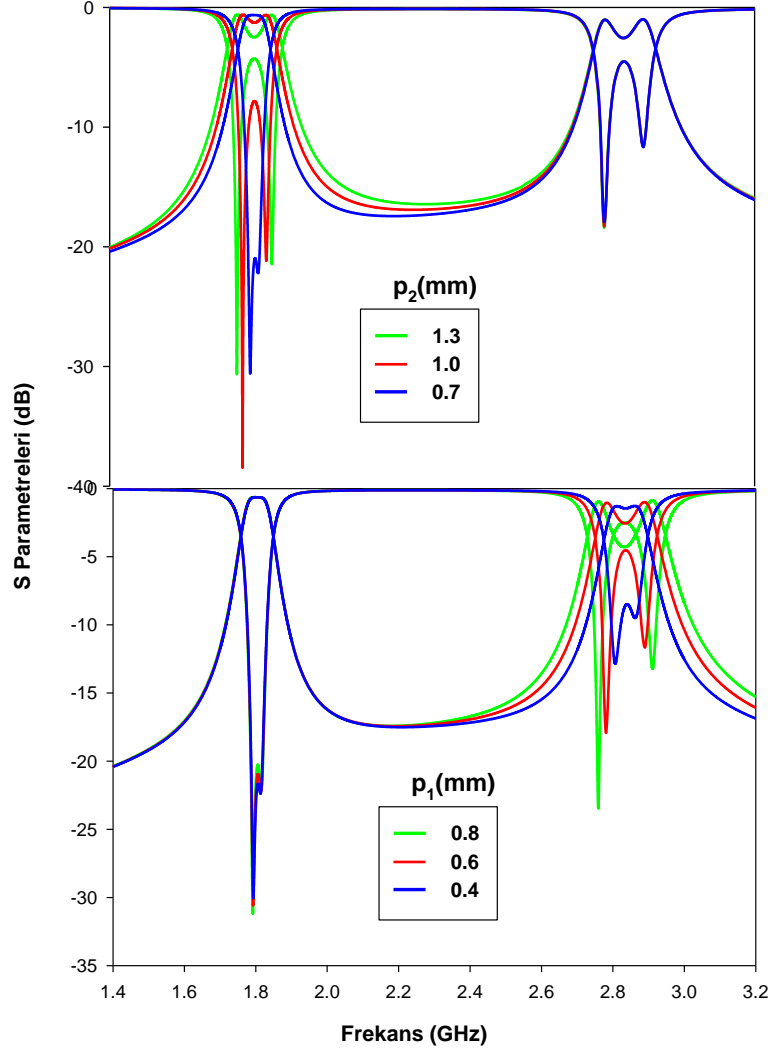
Şekil 4.5 : Şekil 4.4' ait saçılma parametreleri

Şekil 4.5'de, elde edilen kuplaj matrisine bant geçiren filtre için gerekli frekans dönüşümleri yapılarak elde edilmiş saçılma parametreleri bulunmaktadır. Simülasyon sonuçları ile karşılaştırılması ise Şekil 4.6'da yer almaktadır.



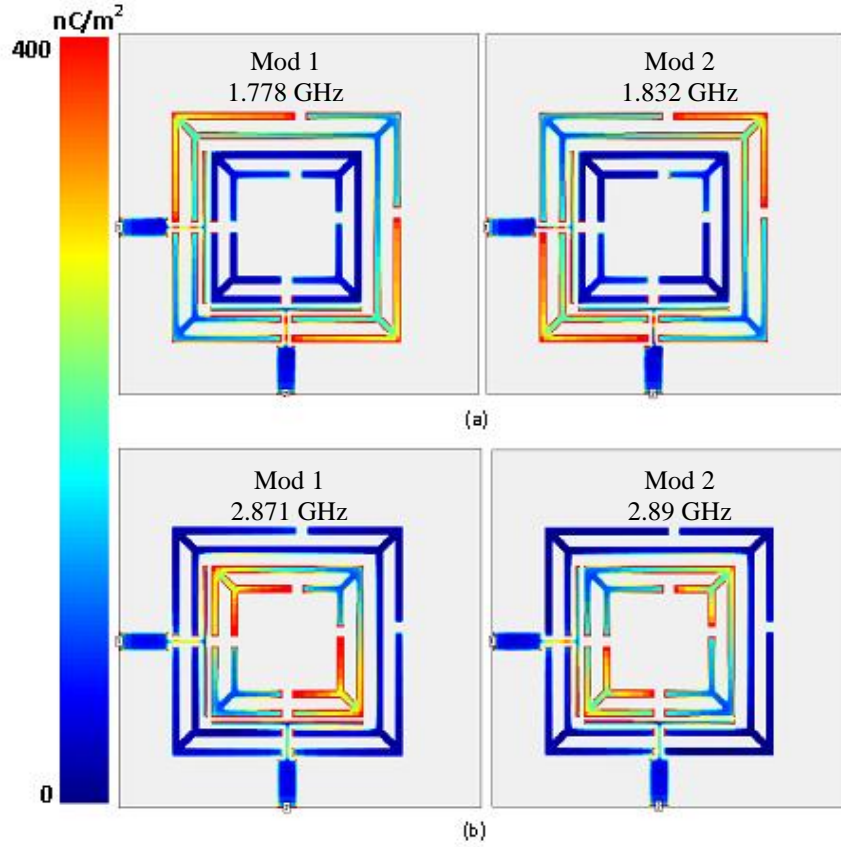
Şekil 4.6 : Simülasyon ve kuplaj matrisinden elde edilen teorik frekans cevapları ($p_1=-0.5$ mm, $p_2=-1.1$ mm)

4.1.2 Lineer-lineer fazlarında frekans cevabına sahip filtre



Şekil 4.7 : Mod frekanslarının ve iletim sıfırlarının pertürbasyon aralıklarının pozisyonlarına göre değişimi

Frekans cevabının geçme bantlarının her ikisinde de lineer faz karakteristiği göstermesi için p_1 ve p_2 'nin pozitif yönlü olmaları gereklidir. Böylece, rezonatörün simetri ekseninde indüktif etki oluşturularak iletim sıfırlarının imajiner frekanslarda yer alması sağlanır. Şekil 4.7'de mod frekanslarının ve pertürbasyon pozisyonlarının değişimlerinin frekans cevabına etkileri her iki geçme bandı için de gösterilmiştir. Mod frekansları pertürbasyon pozisyonu başlangıç noktasından uzaklaştıkça daha çok ayrılmakta ve buna bağlı olarak FBW artmaktadır. İletim sıfırları da benzer bir davranış sergilemekte ve pertürbasyon pozisyonları başlangıç noktasından uzaklaştıkça birbirlerinden uzaklaşmaktadır.



Şekil 4.8 : Lineer fazlı geçme bantlarının mod frekanslarına ait yük dağılımları

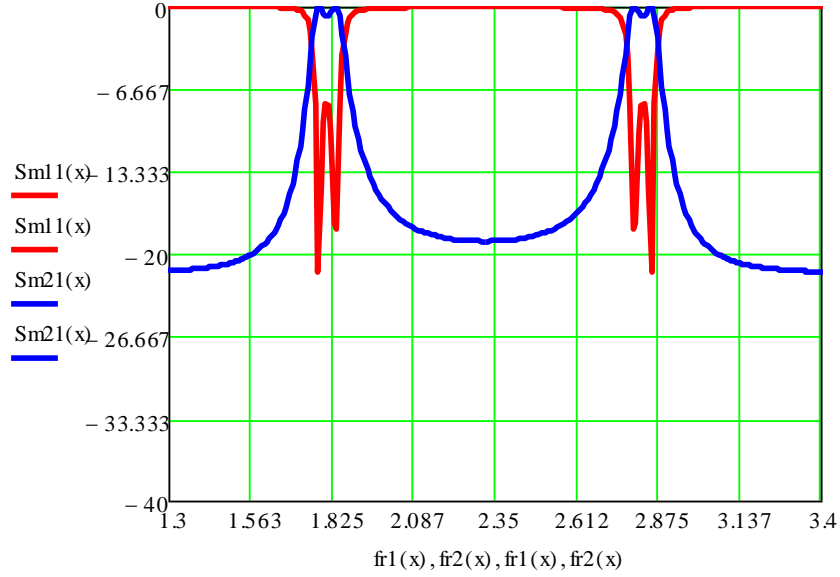
Şekil 4.8’de, p_1 ve p_2 ‘nin sırasıyla 0.9 mm ve 0.6 mm olduğu durumlara ait yük dağılımları verilmiştir. Şekil 4.3’de verilen eliptik fazlı geçme bantlarına ait yük dağılımıyla karşılaştırıldığında, yük dağılımının yoğun olarak gözlendiği konumlar arasında doksan derecelik bir kaymanın olduğu görülmektedir. Şekil 4.8a’da birinci geçme bantlarına ait mod frekansları 1.778 GHz ve 1.832 GHz olarak görülmektedir. Yük dağılımı bu mod frekanslarında rezonatörün sırasıyla sol-üst ile sağ-alt ve sağ-üst ile sol-alt köşelerinde yoğunlaşmıştır. İkinci geçme bandında ise mod frekansları 2.781 GHz ve 2.89 GHz olarak bulunurken, bu mod frekanslarında da aynı şekilde rezonatörün sırasıyla sol-üst ile sağ-alt ve sağ-üst ile sol-alt köşelerinde yoğunlaşmıştır.

Bu filtre için hesaplanan kuplaj matrisi ve Denk. 4.1 vasıtasıyla elde edilen saçılma parametreleri Şekil 4.9 ve Şekil 4.10’da gösterilmektedir.

$$ML := \begin{pmatrix} 0 & 0.16364 & 0 & -0.17283 & 0 & -0.04139 \\ 0.16364 & 0 & -0.55766 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -0.55766 & 0 & 0 & 0 & 0.16364 \\ -0.17283 & 0 & 0 & 0 & -0.47581 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.47581 & 0 & 0.17283 \\ -0.04139 & 0 & 0.16364 & 0 & 0.17283 & 0 \end{pmatrix}$$

Şekil 4.9 : Tasarlanan lineer fazlı geçme bantlarına sahip filtrenin kuplaj matrisi

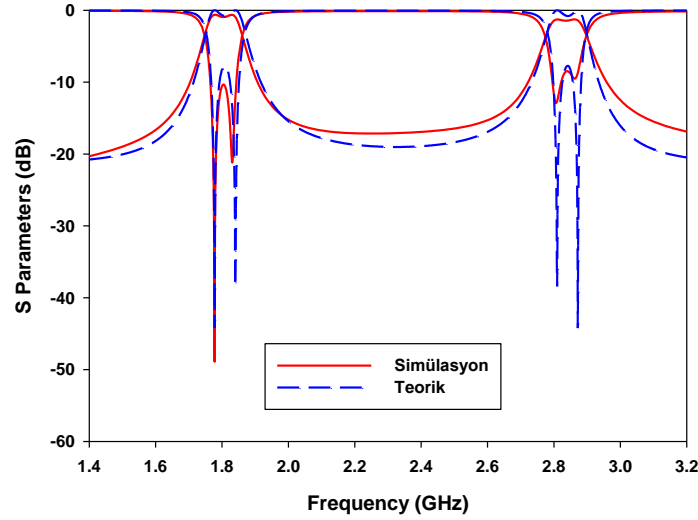
İletim sıfırlarının imajiner frekanslarda bulunması söz konusu olduğundan ML ve ME matrislerinin elemanları arasında bazı işaret farklılıkları mevcuttur. ME₀₅ ve ME₅₀ pozitif değerli iken ML’de bu elemanlar negatif değer almıştır. Bu kuplaj matrisinin gerçek frekanslarda oluşturduğu çift modlu çift bantlı bant geçiren prototipi Şekil 4.10’da gösterilmektedir.



Şekil 4.10 : Şekil 4.9’un bant dönüşümleri sonucu elde edilen saçılma parametreleri

Şekil 4.10’da kuplaj matrisinden elde edilen saçılma parametrelerinin simülasyon sonuçlarıyla karşılaştırılması Şekil 4.11’de gösterilmektedir.

Bir önceki bölümde olduğu gibi, tüm incelemelerde merkez frekansı önerilen rezonatör topolojisi sayesinde sabit kalmıştır.



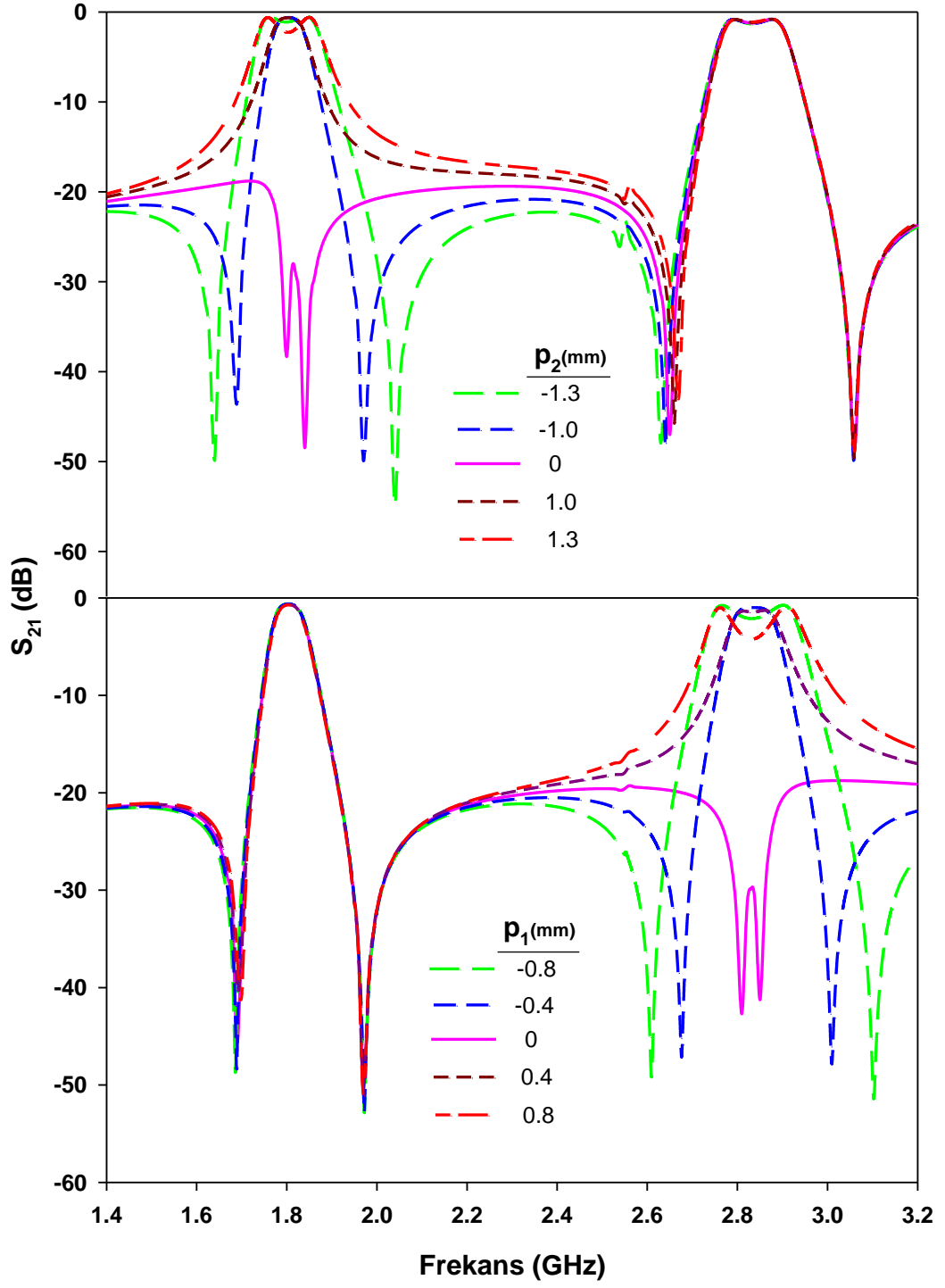
Şekil 4.11 : Simülasyon ve teorik frekans cevapları ($p_1=0.4$ mm, $p_2=0.9$ mm)

4.2 Önerilen Filtrelerde Kuplaj Katsayısı ve İletim Sıfırlarının İncelenmesi

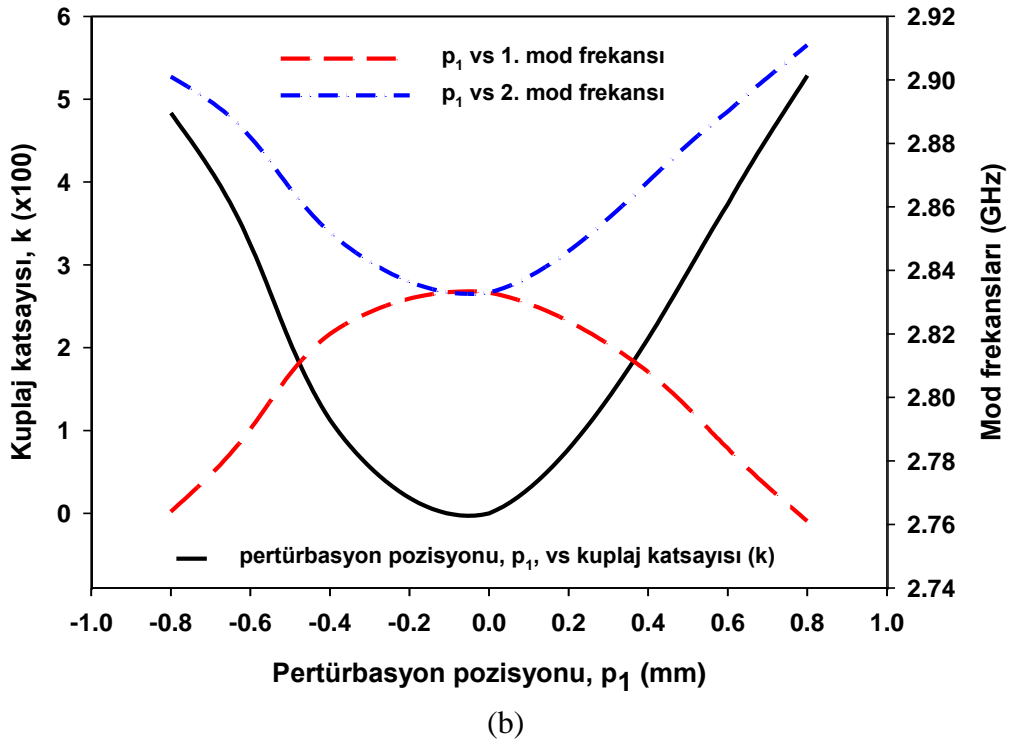
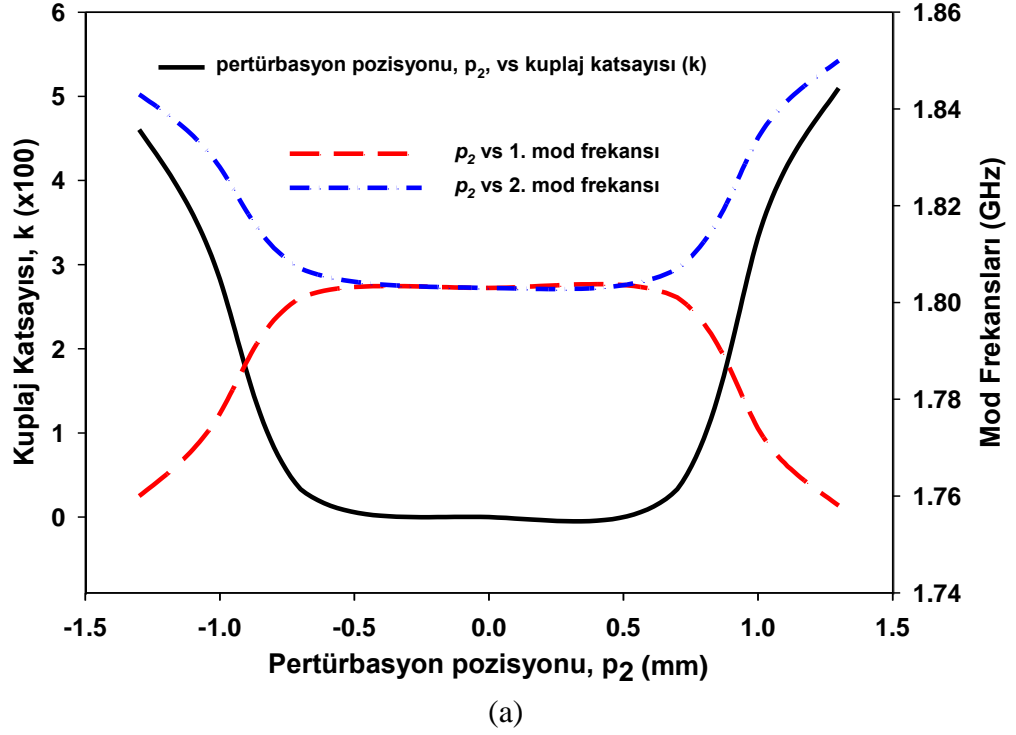
Önceden bahsedildiği üzere, geçme bantlarındaki iletim sıfırları pertürbasyon pozisyonları sayesinde kontrol edilebilmektedir. Bunun yanında, iki ayrı geçme bandının farklı boyutlara sahip rezonatörlerle oluşturulması da bu geçme bantlarının ayrı ayrı kontrol edilebilmesine imkan vermektedir. Şekil 4.12’de, eliptik karakteristikli bir filtre için iletim sıfırlarının farklı pertürbasyon pozisyonlarına göre hareketi her iki geçme bandı için ayrı ayrı gösterilmektedir. Burada, pertürbasyon pozisyonunun sıfır olduğu durum da incelenmiş ve iletimin olmadığı gözlenmiştir. Bunun sebebi, simetri ekseninde kapasitif veya indüktif özellikli herhangi bir pertürbasyon elemanının bulunmamasıdır. Birinci geçme bandı için pertürbasyon pozisyonunun ± 1.3 mm, ± 0.7 mm ve 0 mm durumları incelenirken, ikinci geçme bandı içinse ± 0.8 mm, ± 0.4 mm ve 0 mm durumları incelenmiştir.

Şekil 4.13’de ise mod frekansları ve kuplaj katsayısının pertürbasyon pozisyonuna göre değerleri her iki geçme bandı için grafiğe dökülmektedir. Bilindiği gibi, kuplaj katsayısı Denk. 4.2’de verilen formül yardımıyla hesaplanabilir. Mod ayrışımı bu grafikten açık bir biçimde gözlenmektedir.

$$k = \frac{f_1^2 - f_2^2}{f_1^2 + f_2^2} \quad (4.2)$$

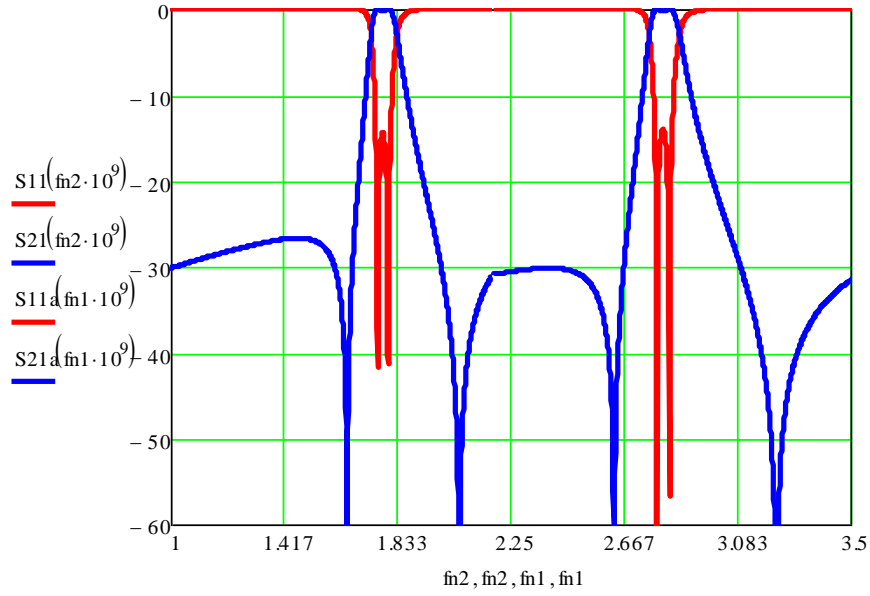


Şekil 4.12 : İletim katsayısının çeşitli pertürbasyon pozisyonlarına göre değişimi



Şekil 4.13 : Kuplaj katsayısı ve mod frekanslarının pertürbasyon pozisyonuna göre değişimi (a) 1. geçme bandı için (b) 2. geçme bandı için

4.3 Çift Modlu Çift Bantlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtrelerde Çift-Tek Mod Empedans Analizi



Şekil 4.14 : Çift-tek mod empedans analizi ile elde edilmiş çift modlu çift bantlı frekans cevabı

Geçme bantlarında eliptik filtre karakteristiği gösteren çift modlu çift bantlı filtrenin çift modlu çift bantlı filtrenin teorik cevabı Şekil 4.14’de gösterilmektedir. Önerilen filtrede her bir geçme bandı farklı bir rezonatörle oluşturulduğundan her iki geçme bandı için çift-tek mod empedans analizi ayrı ayrı gerçekleştirilmekte ve daha sonra birleştirilerek çift bantlı bir filtreye ait teorik model sunulmaktadır. Teorik modeli Şekil 4.14’de ortaya koyulan çift bantlı filtrenin fiziksel parametreleri pertürbasyon pozisyonu dışında Bölüm 4.1’de bahsedildiği gibidir. Pertürbasyon pozisyonları ise, DMR#1 için $p_1=(-) 0.6$ mm, DMR#2 için $p_2=(-) 1.1$ mm’dir.

5. DENEYSEL SONUÇLAR

Bu tez çalışması kapsamında sekiz adet çift modlu filtre tasarlanmış ve simülasyon sonuçlarını doğrulamak için serigrafî yöntemiyle imal edilmiştir. Bağlı dielektrik sabiti 10.2 olan ve 1.27 mm kalınlığında RT/Duroid malzeme ile imal edilmiş filtrelerin simülasyonları tam-dalga EM Simulatör aracılığıyla gerçekleştirilmiştir (Sonnet Software). İmal edilen filtrelerin ölçümleri ise Vector Network Analyzer HP8720C ile yapılmıştır.

İmal edilen filtrelerden dördü tek bantlı, diğer dördü ise çift bantlı bant geçiren filtredir. Tek bantlı filtreler, Şekil 2.2 ve Şekil 2.5’de gösterildiği üzere, açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarının kare halka rezonatörün içinden ve dışından bağlanması suretiyle gerçekleştirilmiştir. Bu iki tür de kendi aralarında lineer ve eliptik fazlı olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. İmal edilen çift bantlı filtreler ise geçme bantlarında eliptik ve lineer fazlara sahiptir. Birinci ve ikinci geçme bantlarında eliptik-eliptik, eliptik-lineer, lineer-eliptik ve lineer-lineer faz karakteristikleri gösteren çift modlu çift bantlı mikroşerit bant geçiren filtreler Şekil 4.1’de gösterildiği gibi imal edilmiştir.

Tablo 5.1 ve Tablo 5.2’de sırasıyla tek bantlı ve çift bantlı bant geçiren filtrelerin yan hat boyutları verilmiştir.

Tablo 5.1 : Çift modlu tek bantlı bant geçiren filtreye ait yan hat boyutları

	Yan Hatların İçten Bağlandığı Rezonatör Topolojisi			Yan Hatların Dıştan Bağlandığı Rezonatör Topolojisi		
	a(mm)	b(mm)	Pertürbasyon Pozisyonu(mm)	a(mm)	b(mm)	Pertürbasyon Pozisyonu(mm)
Eliptik	4.3	5.9	-0.8	6.0	7.6	-0.8
Lineer	5.8	4.4	0.7	7.6	6.0	0.8

Tablo 5.2 : Çift modlu çift bantlı bant geçiren filtreye ait yan hat boyutları

	DMR#1		DMR#2	
	a ₁ (mm)	a ₂ (mm)	b ₁ (mm)	b ₂ (mm)
Eliptik-Eliptik (A)	2.1	3.3	6.1	7.5
Lineer-Lineer (B)	3.3	2.1	7.5	6.1
Lineer-Eliptik (C)	3.3	2.1	6.1	7.5
Eliptik-Lineer (D)	2.1	3.3	7.5	6.1

Üretilen tek bantlı filtrelerde, kare halka rezonatörün bir kenar uzunluğu 14.2 mm'dir. Çift bantlı filtrelerde ise, DMR#1'in bir kenar uzunluğu 9.4 mm iken, DMR#2'nin bir kenar uzunluğu 14.2 mm'dir. Görüldüğü gibi, rezonatörlerin iç içe yerleştirilmesi sayesinde filtrenin boyutu değiştirilmeden ikinci bir bant eklenmiştir. Pertürbasyon aralıkları tek bantlı ve çift bantlı filtrelerin her ikisinde de eşit uzunluğa sahip olup 0.6 mm'dir.

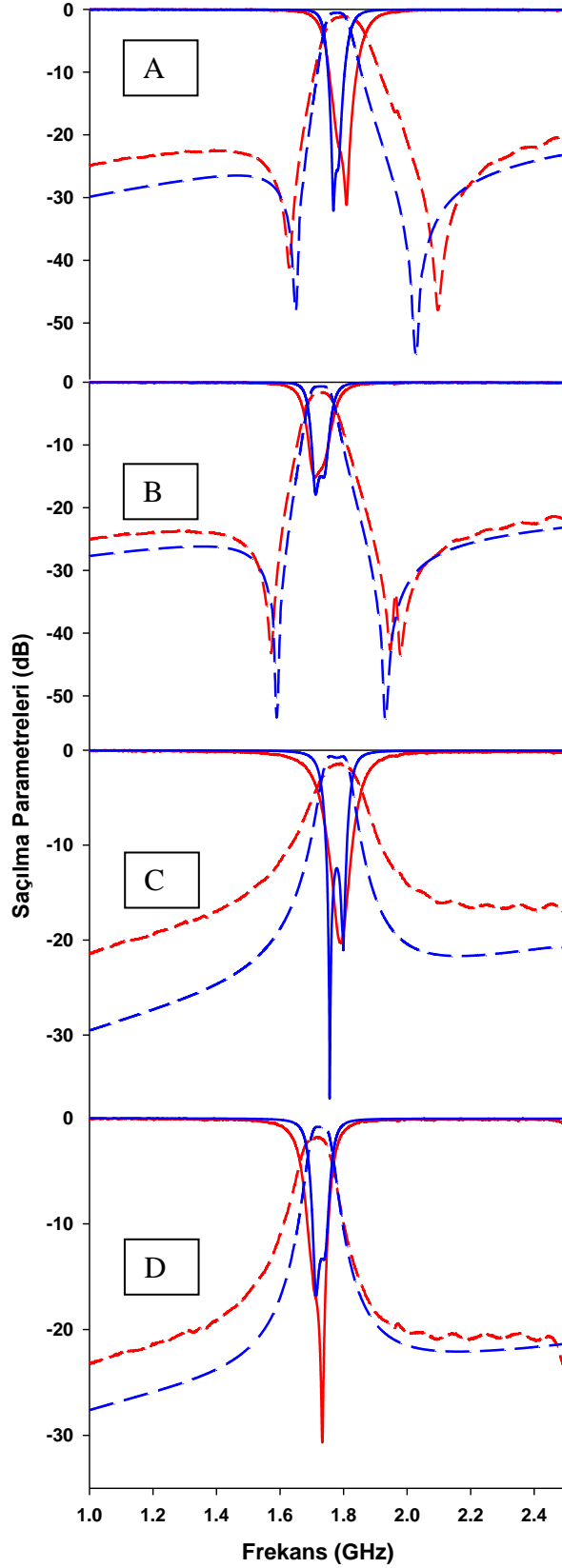
Tablo 5.3 ve 5.4'de, önerilen çift bantlı filtrelere ait nümerik ölçüm sonuçları her iki geçme bandı için ayrı ayrı gösterilmektedir.

Tablo 5.3 : Çift bantlı filtreye ait nümerik ölçüm sonuçları (1.Bant)

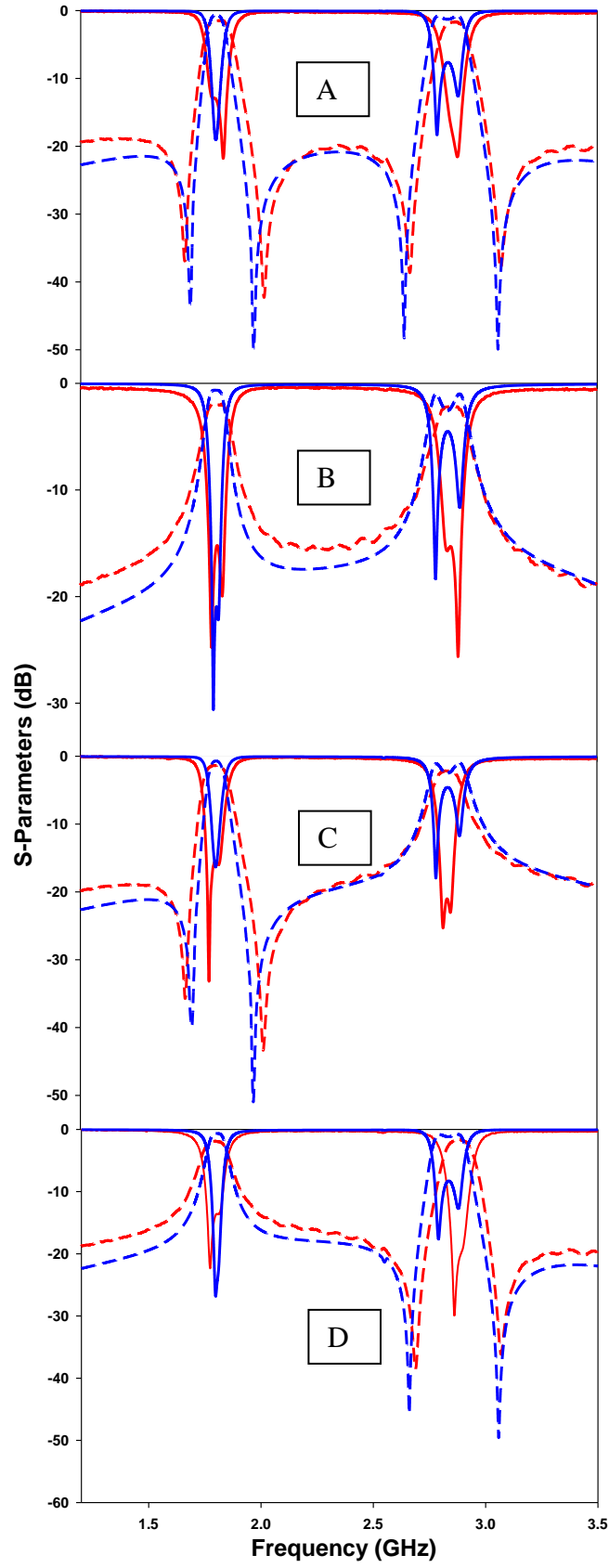
Filter Name	1. Band				
	f ₀ (GHz)	Q	BW(MHz)	IL(dB)	RL(dB)
A	1.803	13.754	127	1.47	13.5
B	1.799	13	134	1.974	15.26
C	1.794	14.6	119	1.38	16
D	1.796	13.6	128	1.9	14

Tablo 5.4 : Çift bantlı filtreye ait nümerik ölçüm sonuçları (2.Bant)

Filter Name	2. Band				
	f ₀ (GHz)	Q	BW(MHz)	IL(dB)	RL(dB)
A	2.85	20.92	134	1.7	21.5
B	2.84	17.36	160	2.157	15.46
C	2.83	19.8	140	2.1	21
D	2.86	20.72	136	1.63	20

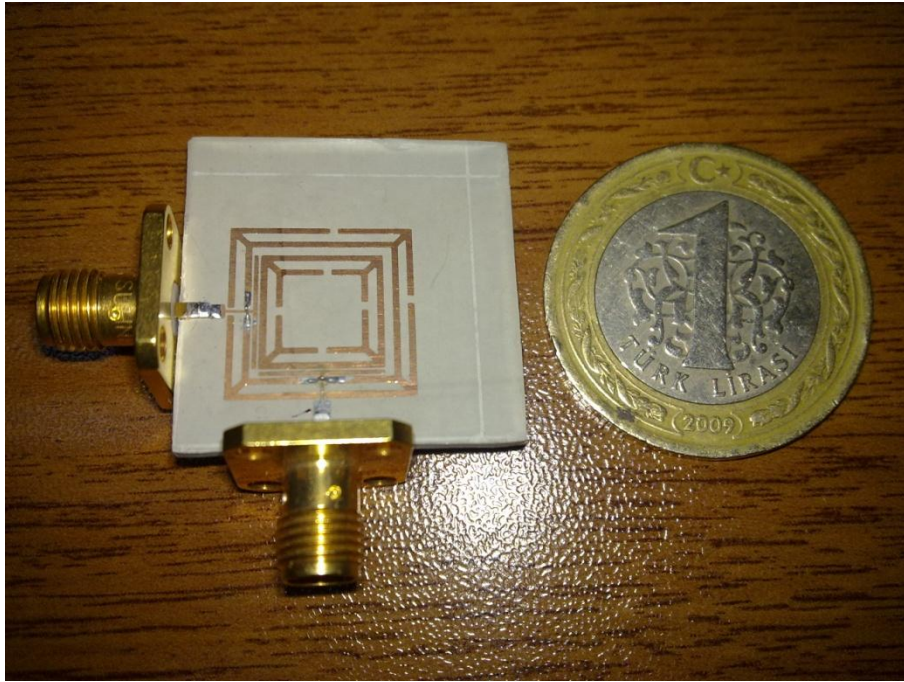
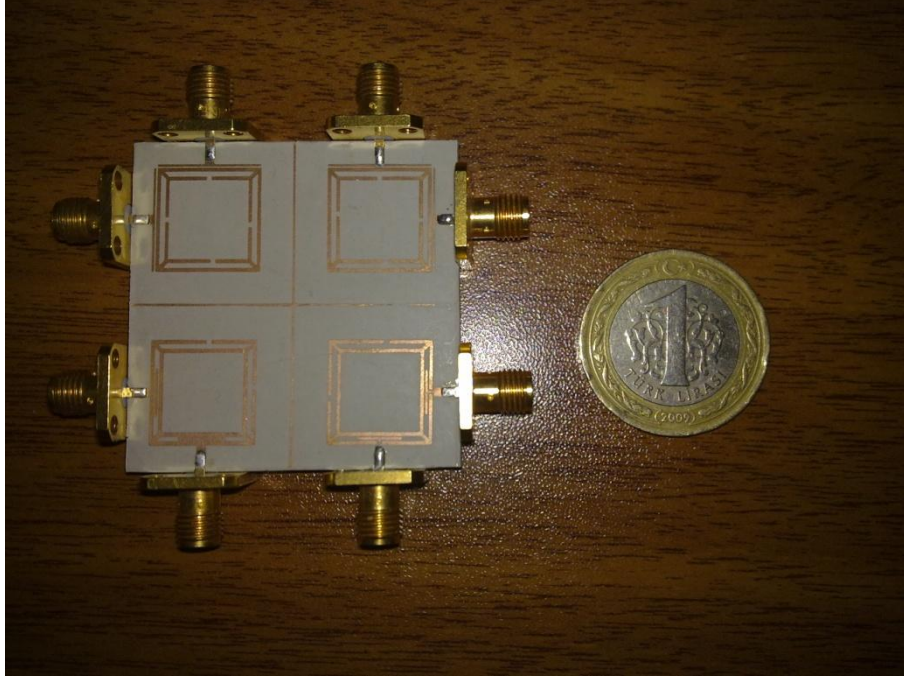


Şekil 5.1 : Tek bantlı filtreler için simülasyon ve ölçüm sonuçları (Kesikli çizgiler: S_{21} , düz çizgiler: S_{11} ; simülasyon sonuçları mavi, ölçüm sonuçları kırmızı ile gösterilmektedir) (A, C: Yan hatların rezonatörün dış tarafından bağlandığı durum, B, D: Yan hatların rezonatörün iç tarafından bağlandığı durum)

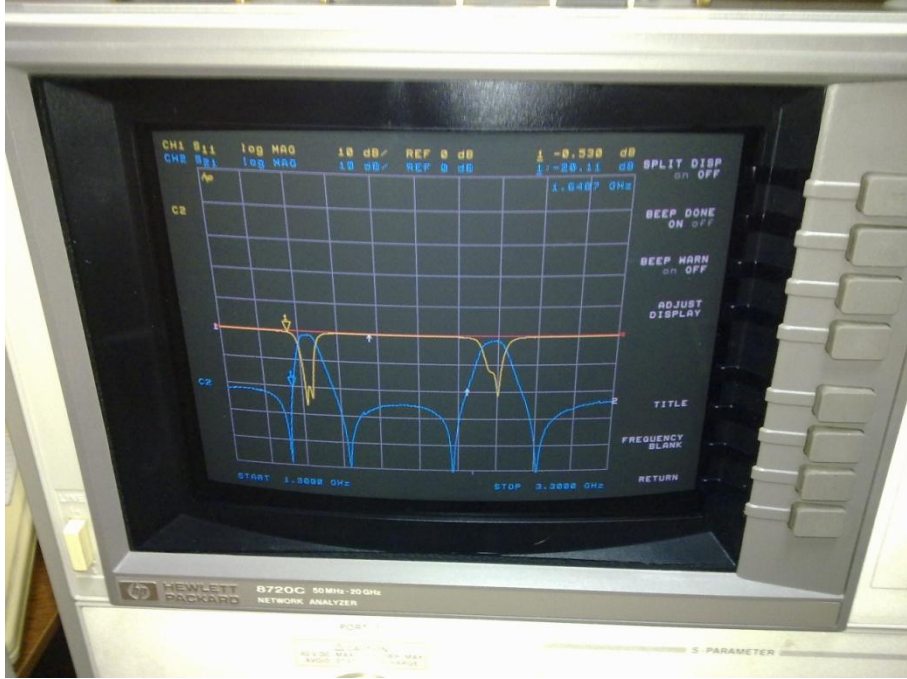
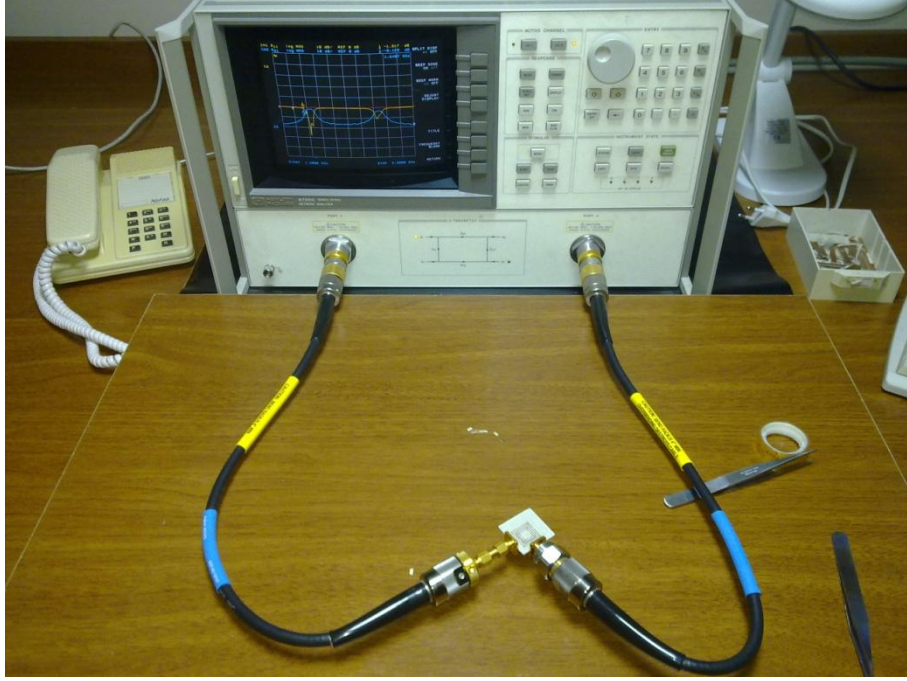


Şekil 5.2 : Çift bantlı filtreler için simülasyon ve ölçüm sonuçları (Kesikli çizgiler: S_{21} , düz çizgiler: S_{11} ; simülasyon sonuçları mavi, ölçüm sonuçları kırmızı ile gösterilmektedir)

İmal edilen filtrelerin ve Network Analyzer vasıtasıyla yapılan ölçümlerin fotoğrafları Şekil 5.3 ve 5.4'de gösterilmiştir.



Şekil 5.3 : İmal edilen tek bantlı ve çift bantlı filtreler



Şekil 5.4 : Network Analyzer ile yapılan ölçümler ve örnek bir ölçüm sonucu

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında yeni bir pertürbasyon düzenlemesine sahip çift modlu rezonatör tasarlanmıştır. Önerilen yapı, bir kare halka rezonatörün köşelerine ilave edilen açık devre sonlandırılmalı iletim hatları (yan hatlar) sayesinde geçme bandını alçak frekanslara taşıyarak, normal bir kare halka rezonatöre göre yaklaşık olarak %50 oranında küçülmeye imkan vermiştir. Ayrıca, yan hatların kare halka rezonatörün köşelerine içten ve dıştan bağlanması durumları ayrı ayrı incelenmiştir. Bu rezonatör yardımıyla çift modlu bir filtre tasarlanmıştır. Yan hatların içten ve dıştan bağlanma durumuna göre ve her iki durum için eliptik ve lineer faz karakteristiğinde toplam dört adet çift modlu filtre prototipi imal edilmiştir. Ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarıyla büyük oranda örtüştüğü gözlenmiştir. Önerilen rezonatörün teorik modeli hem çift-tek mod empedans analizi ile, hem de kuplaj matrisi sentezi ile ortaya konmuştur.

Tasarlanan rezonatördeki mod uyarımı kare halka rezonatörün köşelerinde bulunan yan hatların hareket ettirilmesiyle gerçekleştirilmiştir. Bu sayede, literatürdeki mevcut çift modlu rezonatörlerin aksine ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmasına gerek duyulmamıştır. Bunun yanında tasarlanan rezonatörün en önemli avantajı, ekstra pertürbasyon elemanı kullanılmadığı için, mod uyarımı sağlanırken konfigürasyonda yapılan değişikliklerin rezonatörün toplam boyutunu değiştirmemesidir. Böylece, rezonatörün merkez frekansının pertürbasyon elemanının boyutuna göre değişmesi engellenerek geçme bantlarının her durumda aynı merkez frekansına sahip olması sağlanmıştır..

Çift-tek mod empedans analizi yapılırken, öncelikle filtrenin eşdeğer devre modeli çıkarılmış ve simetri ekseninden ikiye bölünerek çift ve tek mod empedans formülleri türetilmiştir. Açık devre sonlandırılmalı iletim hatlarının herbiri farklı birer elektriksel uzunlukla tanımlanmıştır. Bu iletim hatlarının uzunluklarının değişiminin lineer ve eliptik faz karakteristiğini ortaya çıkardığı bu analiz sonucunda ispatlanmıştır. Yan hatların rezonatörün iç veya dış tarafından bağlanması elektriksel

uzunluklarda değişime yol açacağından her iki durumun frekans cevapları ayrı ayrı gösterilmiştir. Buradaki önemli bir nokta da, çift-tek mod empedans analizi yapılırken hesaplanan rezonans frekansı ve merkez frekansının durumlarıdır. Öyle ki, önerilen yapı kare halka rezonatörle yaklaşık olarak aynı frekansta rezonans oluştururken, merkez frekansını alçak frekanslara taşımıştır.

Filtrenin frekans cevabı kuplaj matrisi sentez yöntemiyle de elde edilmiştir. Literatürdeki çalışmalara dayanarak hesaplanan kuplaj matrisini hesaplarken, rasyonel fonksiyon iletim sıfırlarının ve yansıma kutuplarının belirlenmesi suretiyle türetilmiştir. İletim sıfırlarının imajiner veya reel frekanslarda olması durumu göz önünde bulundurularak hem eliptik, hem de lineer fazlı çift modlu çift bantlı bant geçiren filtreler için kuplaj matrisi ortaya koyulmuştur.

Son olarak, önerilen rezonatör yan hatların içten ve dıştan bağlanması durumuna göre iç içe yerleştirilerek ve her iki rezonatör için tek bir besleme hattı kullanılarak çift bantlı bir filtre tasarlanmıştır. Farklı boyutlardaki iki rezonatör yardımıyla oluşturulan iki ayrı geçme bandı birbirlerinden bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. Bu sayede her iki geçme bandı için mod frekansları ve iletim sıfırları pertürbasyon aralığının pozisyonuna göre incelenmiştir. Her iki rezonatörün frekans cevaplarında lineer ve eliptik faz oluşturulabildiğinden, eliptik-eliptik, eliptik-lineer, lineer-eliptik ve lineer-lineer fazlı geçme bantlarına sahip dört farklı filtre prototipi tasarlanmış ve imal edilmiştir. İmal edilen filtrelerin ölçüm sonuçlarının simülasyon sonuçlarını büyük oranda desteklediği gözlenmiştir.

Bu tez çalışmasında önerilen filtre yapısının sahip olduğu yeni pertürbasyon düzenlemesi ileride yapılabilecek çalışmalara ışık tutabilecek niteliktedir. Çünkü ekstra bir pertürbasyon elemanı kullanılmamış, sadece rezonatör konfigürasyonunda yapılan değişiklikler çift mod uyarımını sağlamıştır. Bu uygulama, farklı rezonatör çeşitlerine de uygulanabilecektir.

KAYNAKLAR

- Atia A. E.; Williams A. E.**, 1972, "Narrow-Bandpass Waveguide Filters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 20, No. 4, 258-265.
- Awida M.H.; Safwat A.M.E.; El-Hennawy H.**, 2005, "Dual-mode microstrip bandpass filter using ring of arrows resonator," *Electronics Letters* , vol.41, no.24, pp. 1335- 1336.
- Baik J.-W.; Pyo S.; Yoon W.-S.; Kim Y.-S.**, 2009, "Dual-mode dual-band bandpass filter for single substrate configuration," *Electronics Letters* , vol.45, no.19, pp.982-984.
- Cameron R. J.; Rhodes J. D.**, 1981 "Asymmetric Realizations for Dual-Mode Bandpass Filters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 29, 1, 51-58.
- Cameron R. J.**, 1999, "General Coupling Matrix Synthesis Methods for Chebyshev Filtering Functions", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 47, 4, 433-442.
- Cameron R. J.**, 2003, "Advanced Coupling Matrix Synthesis Techniques for microwave filters", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, 51, 1, 1-10.
- Cheng K.-K.M.**, 1997, "Design of dual-mode ring resonators with transmission zeros," *Electronics Letters* , vol.33, no.16, pp.1392-1393.
- Chu Q.-X.; Fu-Chang Chen F.-C.**, 2008, "A Compact Dual-Band Bandpass Filter Using Meandering Stepped Impedance Resonators," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.18, no.5, pp.320-322.
- Curtis, J.A.; Fiedziuszko, S.J.**, 1991, "Miniature dual mode microstrip filters," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.443-446 vol.2.

- Djoumessi E.E.; Ke Wu**, 2009, "Multilayer Dual-Mode Dual-Bandpass Filter," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol.19, no.1, pp.21-23.
- EM User's Manual**, Sonnet Software, Inc., Liverpool, NY, 2008
- Gorur A.**, 2002, "A novel dual-mode bandpass filter with wide stopband using the properties of microstrip open-loop resonator," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.12, no.10, pp. 386- 388.
- Gorur A.**, 2004, "Description of coupling between degenerate modes of a dual-mode microstrip loop resonator using a novel perturbation arrangement and its dual-mode bandpass filter applications," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.52, no.2, pp. 671- 677.
- Gorur A.; Karpuz C.**, 2007, "Compact Dual-Band Bandpass Filters Using Dual-Mode Resonators," *Microwave Symposium. IEEE/MTT-S International* , vol., no., pp.905-908.
- Guglielmi M.; Gatti G.**, 1990, "Experimental Investigation of Dual-Mode Microstrip Ring Resonators," *Microwave Conference. 20th European*, vol.1, no., pp.901-906, 9-13.
- Hong J.; Lancaster M.**, 1995a, "Bandpass characteristics of new dual-mode microstrip square loop resonators," *Electronics Letters* , vol.31, no.11, pp.891-892.
- Hong J.; Lancaster M.**, 1995b, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a novel meander loop resonator," *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE* , vol.5, no.11, pp.371-372.
- Hong J.; Lancaster M.**, 1996, "Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.44, no.11, pp.2099-2109.
- Hong J.; Lancaster M.**, 2000, Design of Highly Selective Microstrip Bandpass Filters with a Single Pair of Attenuation Poles at Finite Frequencies, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 7, pp.1098-1107.

- Hong J.; Lancaster M.**, 2001, *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*, John Wiley & Sons Inc.
- Hong J.; Shaman H.; Young-Hoon Chun**, "Dual-Mode Microstrip Open-Loop Resonators and Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.55, no.8, pp.1764-1770.
- Huang T. H.; Chen H. J.; Chang C. S.; Chen L. S.; Wang Y. H.; Houg M. P.**, 2006, "A novel compact ring dual-mode filter with adjustable second-passband for dual-band applications," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.16, no.6, pp. 360.
- Jeng Y.-H.; Chang S.-F.R.; Chen Y.-M.; Huang Y.-J**, 2006, "A novel self-coupled dual-mode ring resonator and its applications to bandpass filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.54, no.5, pp. 2146- 2152.
- Karacaoglu U.; Robertson I.D.; Guglielmi M.**, 1993, "A dual-mode microstrip ring resonator filter with active devices for loss compensation," *Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International* , vol., no., pp.189-192 vol.1.
- Karpuz C.; Gorur A.K.**, 2010, "Dual-mode dual-band bandpass microstrip filter design," *Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO), 2010 National Conference on* , vol., no., pp.493-496.
- Kuo J.-T.; Yeh T.-H.; Yeh C.-C.**, 2005, "Design of microstrip bandpass filters with a dual-passband response," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.53, no.4, pp. 1331- 1337.
- P. Lenoir; S. Bila; F. Seyfert; D. Baillargeat; and S. Verdeyme**, 2006, "Synthesis and design of asymmetrical dual-band bandpass filters based on equivalent network simplification," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 3090–3097.
- Levy R.**, 1976, *Filters with Single Transmission Zeros at Real and Imaginary Frequencies*, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 24, no. 4, 172-181.

- Sha Luo; Lei Zhu**, 2009, "A Novel Dual-Mode Dual-Band Bandpass Filter Based on a Single Ring Resonator," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.19, no.8, pp.497-499.
- Martinez-Mendoza M.; Gomez-Diaz J.S.; Canete-Rebenaque D.; Alvarez-Melcon A.**, 2008, "Design of Dual-Bandpass Hybrid Waveguide–Microstrip Microwave Filters," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.56, no.12, pp.2913-2920.
- Pozar, M., D.**, 1990 *Microwave Engineering* ,Addison-Wesley, Menlo Park.
- Tan B. T.; Yu J. J; Chew S.T.; Leong M.-S.; Ooi B.-L**, 2005, "A miniaturized dual-mode ring bandpass filter with a new perturbation," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.53, no.1, pp. 343-348.
- Wang J.; Guo Y.-X.; Wang B.-Z.; Ong L.C.; Xiao S.**, 2006, "High-selectivity dual-band stepped-impedance bandpass filter," *Electronics Letters* , vol.42, no.9, pp. 538- 540.
- Wang J.; Li L. J.; Ni J.; Zhao S.; Wu W.; Fang D.**, 2010, "Design of Miniaturized Microstrip Dual-Mode Filter With Source-Load Coupling," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.20, no.6, pp.319-321.
- Wolff I.**, "Microstrip bandpass filter using degenerate modes of a microstrip ring resonator," *Electron Lett.*, vol.8, no.12,pp.302-303.
- Yang C.-L.; Shu S.-Y.; Chiang M.-C.; Chiu H.-C.; Chiang Y.-C.**, 2010,"A Dual-Mode Dual-Band Filter Constructed on Gaas Substrate for Unlicensed 60 and 77 GHz Applications", *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, Volume 24, Numbers 17-18, pp. 2431-2444.
- Zhang Y. P.; Sun M.**, 2006, "Dual-Band Microstrip Bandpass Filter Using Stepped-Impedance Resonators With New Coupling Schemes," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* , vol.54, no.10, pp.3779-3785.

Xiu Yin Zhang; Jin Shi; Jian-Xin Chen; Quan Xue, 2009, "Dual-Band Bandpass Filter Design Using a Novel Feed Scheme," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE* , vol.19, no.6, pp.350-352.

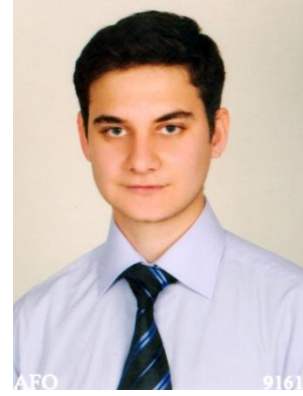
ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Ali Kürşad Görür

Doğum Yeri ve Tarihi: Kayseri, 30.09.1986

Adres: Nevşehir Üniversitesi Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği

Lisans Üniversitesi: Hacettepe Üniversitesi Elektrik-
Elektronik Mühendisliği



Yayın Listesi:

- Görür A., Karpuz C., Güntürkün E., Urhan M., **Görür A. K.**, “Design of Microstrip Bandstop Filter with Adjustable Wide Passband Using Folded Open-Circuited Stub Resonators”, in 2009 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Singapore, December 2009.
- Karpuz C., Görür A., Güntürkün E., Urhan M., **Görür A. K.**, “Asymmetric Response Dual-Mode Dual-Band Bandstop Filters Having Simple and Understandable Topology”, in 2009 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, Singapore, December 2009.
- Karpuz C., **Görür A. K.**, “Çift-Modlu Çift-Banlı Mikroşerit Bant Geçiren Filtre Tasarımı”, Elektrik-Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu (ELECO2010), Bursa, Aralık 2010. (**En İyi Bildiri Ödülü**)
- **Görür A. K.**, Karpuz C., “A Novel Perturbation Arrangement for Dual-Mode Resonators and Its Dual-Band Bandpass Filter Applications”, in 2011 European Microwave Conference, Manchester, October 2011.